

Magnetgelagerter Schleuderprüfstand zur Untersuchung der Betriebsfestigkeit von Faserverbund-Rotoren

Am Fachbereich Maschinenbau

an der Technischen Universität Darmstadt

zur

Erlangung des Grades eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigte

DISSERTATION

vorgelegt von

DANIEL FRANZ, M.SC.

aus Marburg

Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. Stephan Rinderknecht

Mitberichterstatter: Prof. Dr.-Ing. Tobias Melz

Tag der Einreichung: 10.11.2020

Tag der mündlichen Prüfung: 10.02.2021


Darmstadt 2021

D17

This work is available under CC-BY-NC-ND 4.0 International
- Creative Commons, Non-commercial, No-derivatives.

Kurzfassung

Im Rahmen der Energiewende gewinnt die dezentrale Speicherung elektrischer Energie zunehmend an Bedeutung. Bei Anwendungen mit hohen dynamischen Leistungsanforderungen können kinetische Energiespeicher in Außenläuferbauform ökologische und ökonomische Vorteile gegenüber den stark verbreiteten elektrochemischen Energiespeichern aufweisen. Kinetische Energiespeicher besitzen eine hohe Leistungsdichte und weisen nur eine geringe kalendarische und zyklische Alterung auf. Die Außenläuferbauform, bei der die Schwungmasse bzw. der Rotor als Hohlzylinder aus einem Faser-Kunststoff-Verbund ausgeführt ist, verspricht hierbei eine hohe Energiedichte und geringe Verluste. Nachteilig sind ihre hohen Anschaffungskosten. Diese resultieren nicht zuletzt daraus, dass die Auslegung der Rotoren meist konservativ erfolgt, da über ihre zyklische Festigkeit kaum experimentelle Untersuchungen vorliegen. Zur Ausschöpfung des Technologiepotentials ist eine breite experimentelle Datenbasis zum Ermüdungsverhalten der Faser-Kunststoff-Verbund-Rotoren erforderlich. Umfangreiche Untersuchungen an kinetischen Energiespeichern selbst sind aus Kostengründen nicht praktikabel. Das Ziel dieser Arbeit ist daher die Entwicklung eines Stellvertreterprüfstands, an dem die Betriebsfestigkeit skaliert Faser-Kunststoff-Verbund-Rotoren bei einer möglichst kurzen Versuchsdauer untersucht werden kann. Hierzu wird ein Schleuderprüfstand entwickelt, mit dem Hohlzylinder-Proben aus Faser-Kunststoff-Verbund zyklisch auf hohe Drehzahlen beschleunigt und wieder abgebremst werden, bis es zu einem Probenversagen kommt oder eine definierte maximale Zyklenanzahl erreicht wird. Besondere Herausforderungen resultieren hierbei aus niederfrequenten und stark drehzahlabhängigen Biegeeigenfrequenzen des Rotors. Um diese zu stabilisieren, erfolgt die Lagerung der Antriebswelle mittels aktiver Magnetlager. Diese berührungslose Lagerung verhindert zudem mechanischen Verschleiß und reduziert energetische Verluste. Die Prüfstandauslegung erfolgt in einem iterativen Prozess unter Berücksichtigung verschiedener mechanischer und elektrischer Randbedingungen. Hierfür werden analytische Modelle aufgestellt und mit den Ergebnissen von Finite-Elemente-Analysen abgeglichen. Der Fokus liegt hierbei auf den aktiven Magnetlagern und dem Schwingungsverhalten des Rotors. Um des Weiteren ein Überhitzen des Rotors zu vermeiden, folgt eine Betrachtung der rotorseitigen Verluste. Es zeigt sich, dass ein großer Anteil dieser Verluste aus der Vormagnetisierung der radialen Magnetlager resultiert. Daher wird im Rahmen einer robusten Reglerauslegung für die radialen Magnetlager untersucht, wie weit der Vormagnetisierungsstrom bei der hier verwendeten linearen Regelung gesenkt werden kann. Hierfür wird ein detailliertes Modell der Regelstrecke aufgebaut und anhand von Messungen abgeglichen. Beim Reglerentwurf wird eine Reglerstruktur niedriger Ordnung vorgegeben und die Reglerparameter über die Minimierung der \mathcal{H}_∞ -Norm der gewichteten Regelstrecke angepasst. Dies erlaubt die Berücksichtigung von Stellgrößenbeschränkungen und verschiedener Robustheitsanforderungen bei einem geringem Implementierungs- und Rechenaufwand des Reglers. Zwar ist hier nur eine geringe Reduktion des Vor-



magnetisierungsstroms möglich, doch zeigt der so entworfene Regler im Vergleich zu einem experimentell eingestellten Regler eine geringere Empfindlichkeit gegenüber Störgrößen. Abschließende Versuche mit einem Proben-Dummy aus Aluminium zeigen, dass der zyklische Betrieb des Prüfstandes bis 30.000 U/min generell möglich ist und die niederfrequenten, drehzahlabhängigen Biegeeigenfrequenzen des Rotors mittel der aktiven Magnetlager stabilisiert werden können.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	I
Inhaltsverzeichnis.....	III
Abbildungsverzeichnis.....	VI
Tabellenverzeichnis	IX
Nomenklatur.....	X
1 Einleitung.....	1
1.1 Motivation	1
1.2 Ziel der Arbeit.....	3
1.3 Aufbau der Arbeit	4
2 Betriebsfestigkeit dickwandiger Faserverbund-Rotoren.....	6
2.1 Kinetische Energiespeicher in Außenläuferbauform.....	7
2.1.1 Beispielhafte Darstellung eines kinetischen Energiespeichers.....	7
2.1.2 Spannungen im FKV-Rotor	11
2.2 Schwingfestigkeit von FKV	16
2.3 Schleuderprüfstände	19
2.4 Zwischenfazit.....	22
3 Grundlagen aktiver Magnetlager.....	23
3.1 Berechnung quasistationärer magnetischer Felder.....	23
3.2 Ansteuerung aktiver Magnetlager.....	29
3.3 Verluste in Magnetlagern	33
3.3.1 Kupferverluste.....	33
3.3.2 Entstehung und Charakteristika von Eisenverlusten	34
3.3.3 Berechnung von Eisenverlusten.....	38
3.3.4 Reduktion der Eisenverluste	40
3.4 Regelung aktiver Magnetlager.....	42
3.4.1 Regelgrundstruktur	42
3.4.2 Ziele bei der Reglerauslegung	45
3.4.3 Reglertypen und -entwurfsverfahren	49
4 Auslegung des Dauerlaufprüfstandes.....	53
4.1 Anforderungen und Testablauf.....	53
4.2 Entwicklung des Prüfstandkonzepts	56
4.2.1 Mögliche Probengeometrie	56

4.2.2	Auswahl der elektrischen Maschine.....	59
4.2.3	Luftreibungsverluste	61
4.2.4	Prüfstandkonzept	63
4.2.5	Vorgehen bei der Systemauslegung	65
4.3	Detailauslegung der Proben	66
4.4	Auslegung der radialen Magnetlager	70
4.4.1	Modellierung.....	72
4.4.2	Anforderungen und Randbedingungen.....	80
4.4.3	Vorgehen bei der Auslegung	86
4.4.4	Mechanische Auslegung der Bleche	92
4.5	Auslegung des axialen Magnetlagers	97
4.5.1	Modellierung.....	99
4.5.2	Anforderungen und Randbedingungen.....	106
4.5.3	Vorgehen bei der Auslegung	109
4.5.4	Mechanische Auslegung der Zugscheibe.....	112
4.6	Rotordynamik.....	115
4.6.1	Modellierung.....	115
4.6.2	Schwingungsverhalten des Rotors.....	119
4.6.3	Einfluss von Probe und Nabe.....	124
4.7	Auslegung der Einhausung.....	126
4.8	Finales Prüfstanddesign	135
5	Rotorseitige Verluste	140
5.1	Berechnung der rotorseitigen Verluste.....	141
5.1.1	Radiale Magnetlager	141
5.1.2	Axiales Magnetlager	146
5.1.3	Luftreibung bei niedrigem Umgebungsdruck.....	148
5.2	Experimenteller Abgleich	151
5.3	Bewertung des Magnetlagereinflusses	158
6	Regelung der radialen Magnetlager	160
6.1	Modellierung	160
6.2	Experimentelle Validierung des Modells	163
6.3	Reglerentwurf anhand der \mathcal{H}_∞ -Norm	174
6.4	Experimentelle Erprobung des Reglers	183
7	Zusammenfassung und Ausblick	193
Anhang A	Ergänzende Berechnungen	199
Anhang A1	Polbedeckung der radialen Magnetlager	199

Anhang A2	Modellierung des Schwingungsverhaltens des Stators.....	200
Anhang A3	Störübertragungsfunktion der radialen Magnetlager.....	203
Anhang A4	Fit der drehzahlabhängigen Verluste der FE-Modelle der Radiallager.....	204
Anhang A5	Geschätzte Parameter des Rotortemperaturanstiegs.....	204
Anhang B	System- und Materialeigenschaften.....	205
Anhang B1	Faser-Kunststoff-Verbund der Probe	205
Anhang B2	Radiale Magnetlager	206
Anhang B3	Axiales Magnetlager	207
Anhang B4	Rotor.....	209
Literaturverzeichnis.....		210

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1: Struktur der Arbeit.....	5
Abbildung 2.1: Prinzipielle Komponenten eines kinetischen Energiespeichers.....	7
Abbildung 2.2: Rotor und Stator eines kinetischen Energiespeichers in Außenläuferbauform.....	9
Abbildung 2.3: Querschnittsansicht eines kinetischen Energiespeichers.....	10
Abbildung 2.4: Draufsicht des Außenläuferrotors des kinetischen Energiespeichers	11
Abbildung 2.5: Spannungen im Rotor des KES bei 17.500 U/min.....	15
Abbildung 2.6: Ergebnisse einer Gesamtsystemoptimierung des KES	16
Abbildung 2.7: Drei- und Vierpunktbiegeprüfung	18
Abbildung 2.8: Aufbau eines Schleuderprüfstandes	21
Abbildung 3.1: Magnetischer Kreis eines U-Magneten.	26
Abbildung 3.2: Hysteresekurven bei einer Erregungsfrequenz von 0,1 Hz und 1,0 Hz.....	36
Abbildung 3.3: Magnetlagerbauweisen und die jeweilige Änderung der magnetischen Flussdichte...	42
Abbildung 3.4: Positionsregler der radialen Magnetlager einer radialen Richtung.....	44
Abbildung 3.5: Standardregelkreis.....	46
Abbildung 3.6: Berücksichtigung von Modellunsicherheiten im Reglerentwurf.....	47
Abbildung 4.1: Verlauf der Lastzyklen beim Dauerlaufprüfstand bei maximaler Leistung.....	55
Abbildung 4.2: Axialer Querschnitt des Probenaufbaus	57
Abbildung 4.3: Vorauslegung der Probengeometrie.....	59
Abbildung 4.4: Benötigtes Motormoment pro Probenlänge	60
Abbildung 4.5: Umfangsgeschwindigkeit und Luftreibungsverluste.....	62
Abbildung 4.6: Querschnittsdarstellung des Prüfstandkonzepts	64
Abbildung 4.7: Ablauf der Systemauslegung.....	66
Abbildung 4.8: FE-Modell der zylindrischen Probe	67
Abbildung 4.9: Normalspannungen in der zylindrischen Probe.....	68
Abbildung 4.10: Normalspannungen im KFKV der angepassten Probe	69
Abbildung 4.11: Achtpoliges aktives, radiales Magnetlager	71
Abbildung 4.12: Polpaar eines radialen Magnetlagers.....	73
Abbildung 4.13: Analytisch und mittels FEA berechnete Kraft des oberen radialen Magnetlagers....	77
Abbildung 4.14: Flusslinien und -dichte bei einer Rotorauslenkung von 0,2 mm in x-Richtung	79
Abbildung 4.15: Vereinfachte Modellierung der Unwucht.....	83
Abbildung 4.16: Ablauf der Auslegung der radialen Magnetlager	89
Abbildung 4.17: Spannungen in der Welle und den Blechen des oberen radialen Magnetlagers.....	96
Abbildung 4.18: Aufbau des aktiven, axialen Magnetlagers.....	97
Abbildung 4.19: Gemessene magnetische Eigenschaften von X14CrMoS17	99
Abbildung 4.20: Reluktanzmodell und Abmessungen des axialen Magnetlagers	100
Abbildung 4.21: Vergleich der analytisch und mittels FEM berechneten Axiallagerkraft	104

Abbildung 4.22: Einfluss der Wirbelströme auf das dynamische Verhalten des Axiallagers;	106
Abbildung 4.23: Vergleichsspannungen in der Zugscheibe bei 40.000 U/min	113
Abbildung 4.24: Maximale Vergleichsspannung in der Zugscheibe für verschiedene Außenradien .	114
Abbildung 4.25: Näherung der Rotorgeometrie durch Ersatzzylinder und –kegel	116
Abbildung 4.26: Diskretisiertes FE-Balkenmodell des Rotors.....	117
Abbildung 4.27: Biegeeigenformen und Frequenzen des Rotormodells	120
Abbildung 4.28: Eigenfrequenzen des Rotors unter Variation der Drehzahl	122
Abbildung 4.29: Eigenformen und –frequenzen des Rotors in den Magnetlagern.....	123
Abbildung 4.30: Eigenfrequenzen des Rotors bei Variation der Probenlänge und Anbindungen.....	126
Abbildung 4.31: Querschnittsansicht des angenommen Berstvorgangs einer Probe.....	127
Abbildung 4.32: Kontaktfläche und Verformungsbereich eines Segments beim Einschlag.....	131
Abbildung 4.33: Energieaufnahme der Einhausung beim Einschlag eines Segments	131
Abbildung 4.34: Wandstärke der Einhausung unter Berücksichtigung der KFKV-Bruchstücke.....	133
Abbildung 4.35: Einhausung und Einstellrohr mit Ablenkkragen.....	134
Abbildung 4.36: Querschnittsansicht des Dauerlaufprüfstands.....	136
Abbildung 4.37: Detailansicht der Spindel	137
Abbildung 4.38: Außenansicht des Dauerlaufprüfstands	138
Abbildung 4.39: Fotografien des Dauerlaufprüfstands.....	139
Abbildung 5.1: Rotationsverluste im unteren radialen Magnetlager	143
Abbildung 5.2: Berechnete Rotationsverluste bei Variation der Vormagnetisierung	143
Abbildung 5.3: Berechnete Ströme und Rotor-Schaltverluste im oberen radialen Magnetlager	146
Abbildung 5.4: Berechnete Ströme und Rotor-Schaltverluste im axialen Magnetlager	148
Abbildung 5.5: Ergebnisse der FEA des axialen Magnetlagers	148
Abbildung 5.6: Bremsmoment und Verlustleistung durch Luftreibung am Rotor	151
Abbildung 5.7: Vergleich zwischen der lange Probenausführung und dem Dummy.....	152
Abbildung 5.8: Auslaufkurven mit Proben-Dummy und dezentralem PID-Magnetlagerregler.....	153
Abbildung 5.9: Aus den Auslaufkurven berechnete Verlustleistung	154
Abbildung 5.10: Abweichung der gefitteten Verlustleistung von der Messung	155
Abbildung 5.11: Differenzen der gefitteten Verluste der gemessenen und simulierten Verluste.....	156
Abbildung 5.12: Änderung der Flussdichte am Umfang des Rotors;.....	158
Abbildung 5.13: Gemessene Verlustleistung im Vergleich zu den Statorverlusten der PSM	159
Abbildung 6.1: Modellstruktur der radialen Magnetlager.....	161
Abbildung 6.2: Allgemeine Struktur des Regelkreismodells	163
Abbildung 6.3: Struktur des kaskadierten Reglers.....	164
Abbildung 6.4: Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises vor der Modellanpassung....	166
Abbildung 6.5: Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises mit angepasstem Modell.....	168
Abbildung 6.6: Empfindlichkeitsübertragungsfunktion der Magnetlager mit angepasstem Modell.	170
Abbildung 6.7: Rotorauslenkung bei einer Beschleunigung des Rotors auf 30.000 U/min.....	171

Abbildung 6.8: Gemessene Campbell-Diagramme des Rotors mit Proben-Dummy	172
Abbildung 6.9: Vergleich zwischen dem gemessenem und simuliertem Campbell-Diagramm.....	173
Abbildung 6.10: Unterer Frequenzbereich der gemessenen und simulierten Campbell-Diagramme	174
Abbildung 6.11: Verallgemeinerte Strecke	175
Abbildung 6.12: Struktur des gekoppelten Reglers für die x-Richtung.....	177
Abbildung 6.13: Axiale Positionen der diskreten Unwuchten im Rotormodell mit Probendummy..	179
Abbildung 6.14: Streckenmodell zur Bewertung der Empfindlichkeitsübertragungsfunktion	181
Abbildung 6.15: Streckenmodell zur Bewertung der Robustheit gegen additive Modellfehler.....	182
Abbildung 6.16: Empfindlichkeitsübertragungsfunktion mit strukturbeschränktem H_∞ -Regler.....	184
Abbildung 6.17: Vergleich des dezentralen und des zentralen Reglers.....	186
Abbildung 6.18: Auslaufkurven des experimentell eingestellten und des optimierten Reglers.....	187
Abbildung 6.19: Rotortemperatur während des zyklischen Testbetriebs mit Probendummy	189
Abbildung 6.20: Statortemperatur während des zyklischen Testbetriebs mit Probendummy	190
Abbildung 7.1: Ergebnisse zyklischer Vierpunktbiegeversuche an KFKV-Flachproben.....	197
Abbildung 7.2: Zeitlicher Verlauf der Spannungen im Rotor eines KES.....	198

Tabellenverzeichnis

<i>Tabelle 4.1: Vorgaben für und Anforderungen an den Prüfstand</i>	<i>55</i>
<i>Tabelle 4.2: Spannungsgrenzwerte für die Probenvorauslegung.....</i>	<i>58</i>
<i>Tabelle 4.3: Normalspannungen im KFKV der Probe bei 40.000 U/min</i>	<i>70</i>
<i>Tabelle 4.4: Kraftanforderungen an die radialen Magnetlager.....</i>	<i>84</i>
<i>Tabelle 4.5: Trägheitseigenschaften der Welle, der Probe und beider zusammen</i>	<i>121</i>
<i>Tabelle 4.6: Trägheitseigenschaften der kurzen und langen Probenausführung.....</i>	<i>124</i>
<i>Tabelle 4.7: Eigenschaften der Eigenfrequenzen des Rotors.....</i>	<i>125</i>
<i>Tabelle 5.1: Mittels FEA berechnete mittlere Rotationsverluste im Betriebsbereich.....</i>	<i>144</i>
<i>Tabelle 5.2: Mittels FEA berechnete mittlere Rotor-Schaltverluste der radialen Magnetlager.....</i>	<i>146</i>
<i>Tabelle 5.3: An die Messung gefittete Parameter.....</i>	<i>155</i>
<i>Tabelle 5.4: An die FEA gefittete Parameter für die radialen Magnetlager</i>	<i>156</i>
<i>Tabelle 6.1: Trägheitseigenschaften des Dummys und der langen Probenausführung</i>	<i>165</i>
<i>Tabelle 6.2: Modales Dämpfungsmaß der elastischen Eigenformen</i>	<i>167</i>
<i>Tabelle 6.3: Übereinstimmung D der gemessenen und simulierten Übertragungsfunktionen</i>	<i>169</i>
<i>Tabelle 6.4: Abgeschätzte diskrete Unwuchten des Rotors.....</i>	<i>180</i>
<i>Tabelle 6.5: Mittelwerte und Standartabweichung der gemessenen Größen im Betriebsbereich</i>	<i>185</i>

Nomenklatur

Abkürzungen

Akronym	Beschreibung
AMP	Verstärker
BEF	Biegeeigenform
EF	Eigenform
FE	Finite-Elemente
FEA	Finite-Elemente-Analyse
FEV	Finite-Elemente-Volumenmodell
FKV	Faser-Kunststoff-Verbund
FPGA	Field-Programmable Gate Array
FFT	Fast Fourier Transform
GEH	Gestaltänderungsenergiehypothese
GFKV	Glasfaser-Kunststoff-Verbund
KES	Kinetischer Energiespeicher
KFKV	Kohlenstofffaser-Kunststoff-Verbund
MIMO	Multiple Input Multiple Output
PW	Pulsweite
PWM	Pulsweitenmodulation
PSM	Permanenterregte Synchronmaschine
SISO	Single Input Single Output
SMC	Soft Magnetic Composite
SSH	Schubspannungshypothese
TP	Tiefpassfilter

Lateinische Formelzeichen

Symbol	Beschreibung
A	Fläche
∂A	Rand der Fläche A
B	Örtlich gemittelte magnetische Flussdichte

\vec{B}	Magnetische Flussdichte
\hat{B}	Amplitude der magnetischen Flussdichte
B_R	Remanenzflussdichte
B_{sat}	Sättigungsflussdichte
c_i	Integrationskonstante
$C(s)$	Übertragungsfunktion des Reglers
$C_I(s)$	Übertragungsfunktion des Stromreglers
$C_q(s)$	Übertragungsfunktion des Positionsreglers
d	Dicke
d	Störgröße
D_i	Dämpfungsmaß
D	Dämpfungsmatrix
\tilde{D}	Normiertes, quadratisches Mittel der Übereinstimmung
e	Regelabweichung
E	Elastizitätsmodul
E_{ers}	Ersatzelastizitätsmodul
F, \vec{F}	Kraft
F	Vektor der externen Kräfte
G	Gyroskopiematrix
$\mathcal{G}(s)$	Übertragungsfunktion
$\check{\mathcal{G}}(s)$	Gemessene Übertragungsfunktion
$\mathcal{G}_c(s)$	Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises
h	Höhe
H	Örtlich gemittelte magnetische Feldstärke
\vec{H}	Magnetische Feldstärke
h_{Bl}	Blechdicke
H_c	Koerzitivfeldstärke
I	Elektrischer Strom
\tilde{I}	Gemessene elektrische Ströme
J	Einheitsmatrix
j	Imaginäre Einheit, $j = \sqrt{-1}$
k_{Bo}	Boltzmann Konstante
k_{BSt}	Blechstapelfaktor

k_{FV}	Korrekturfaktor für Feldverdrängung
k_I	Kraft-Strom-Faktor der Magnetlager
k_{ind}	Faktor der Bewegungsinduktion
k_{mech}	Mechanische Steifigkeit
$k_{mech,Pr}$	Steifigkeit der Probenanbindung
k_{pb}	Polbedeckung
k_V	Verlustfaktor
k_x	Kraft-Weg-Faktor der Magnetlager
$k_{x,PSM}$	Negative Steifigkeit der PSM
k_α	Thermischer Längenausdehnungskoeffizient
$k_{W\tau}$	Beiwert der Schubverformungsenergie
$k_{W,\ell}$	Wichtungsfaktor des Signals ℓ
K	Steifigkeitsmatrix
l	Länge
l_{Feder}	Abstand der Federelemente
l_{Fun}	Seitenlänge des Fundaments
\bar{l}_m	Mittlere freie Weglänge eines Gasmoleküls
L	Induktivität
m	Masse
m_m	Masse eines Gasmoleküls
M	Moment
M	Massenmatrix
\vec{n}	Normalenvektor
n	Sensorrauschen
$n_{I,max}$	Maximale Rauschamplitude im Stromsensor
$n_{\Delta q,max}$	Maximale Rauschamplitude im Positionssensor
N	Windungszahl
p	Druck
$\mathcal{P}(s)$	Übertragungsfunktion der Strecke
$\mathcal{P}_W(s)$	Gewichtete Übertragungsfunktion der Strecke
$\Delta\mathcal{P}_a(s)$	Additive Modellunsicherheit
$\Delta\mathcal{P}_m(s)$	Multiplikative Modellunsicherheit
P_V	Verlustleistung

\mathbf{q}	Auslenkungen, $\mathbf{q} = [\dots, x_i, \varphi_{y,i}, y_i, \varphi_{x,i}, \dots]^T$
$\Delta \mathbf{q}$	Differenz der Rotor- und Statorauslenkung
$\Delta \tilde{\mathbf{q}}_{sen}$	Gemessene Differenz der Rotor- und Statorauslenkung
$\hat{\mathbf{q}}_i$	Eigenvektor
$Q_{1,i}, Q_{2,i}$	Verallgemeinerte Kraftterme
$Q_{1,T,i}, Q_{2,T,i}$	Verallgemeinerte, temperaturinduzierte Kraftterme
$Q_{1,\Omega,i}, Q_{2,\Omega,i}$	Verallgemeinerte, drehzahlinduzierte Kraftterme
r	Radius bzw. radiale Koordinate
$r\sim$	Regelabweichung
r_m	Molekülaußenradius
r_{Zug}	Außenradius der Zugscheibe
Re	Reynolds-Zahl
R_{el}	Elektrischer Widerstand
R_m	Reluktanz, magnetischer Widerstand
$R_{p0,2}$	0,2%-Dehngrenze
s	Komplexer Frequenzparameter
S	Sicherheitsfaktor
$\mathcal{S}(s)$	Empfindlichkeitsübertragungsfunktion
t	Zeit
t_{Tot}	Totzeit
t_{zyk}	Zyklusdauer
T	Temperatur
$\mathcal{T}(s)$	Komplementäre Empfindlichkeitsübertragungsfunktion
T_0	Referenztemperatur
$\Delta \tilde{T}_{R,i}$	Geschätzter Anstieg der Rotortemperatur
$\bar{T}_{Sta,i}$	Örtlich gemittelte Statortemperatur
u	Verschiebung
\mathcal{u}	Stellgröße
U	Elektrische Spannung
U_d	Störung in der elektrischen Spannung
V	Volumen
∂V	Oberfläche des Volumens V
\mathbf{w}	Allgemeiner Störgrößenvektor

W	Energie
$\mathcal{W}(s)$	Wichtungsfunktion
W_{druck}	Druckverformungsenergie
W_{kin}	Kinetische Energie
W_{schub}	Schubverformungsenergie
W_{zug}	Zugverformungsenergie
x	Koordinate in Horizontalrichtung
x_i	Auslenkung in x -Richtung des i -ten Knoten
y	Koordinate in Horizontalrichtung
y	Ausgangsgröße
y_i	Auslenkung in y -Richtung des i -ten Knoten
z	Koordinate in Vertikalrichtung
\mathbf{z}	Allgemeiner Ausgangsgrößenvektor

Griechische Formelzeichen

Symbol	Beschreibung
α	Elektromagnetische Luftspaltwellenausbreitungskonstante
β	Kehrwert der elektromagnetischen Eindringtiefe
γ	Obere Schranke des Güterwerts der \mathcal{H}_∞ -Optimierung
Γ	Quadratwurzel des E-Modulnverhältnisses
δ	Zeitkonstante des Rotortemperaturanstiegs
ϵ	Exzentrizität
ζ	Reluktanzverhältnis
ε	Dehnung
ε_{druck}	Zulässige Druckstauchung
ε_{zug}	Zulässige Zugdehnung
θ_r	Axiales Massenträgheitsmoment
θ_z	Polares Massenträgheitsmoment
κ	Elektrische Leitfähigkeit
λ_i	Eigenwert
μ_0	Permeabilität des Vakuums
μ_{haft}	Haftkoeffizient

μ_r	Permeabilitätszahl
ν	Querkontraktionszahl
ρ	Dichte
σ	Normalspannung
$\tilde{\sigma}$	Maximaler Singulärwert
σ_d	Zulässige dynamische Zugspannung
σ_V	Vergleichsspannung
σ_{zul}	Zulässige Vergleichsspannung
τ	Schubspannung
τ_d	Zulässige dynamische Schubspannung
ν_L	Kinematischer Viskosität von Luft
φ	Winkel
φ_z	Drehwinkel um die z-Achse
$\varphi_{x,i}$	Verdrehung des i -ten Knotens um die x -Achse
$\varphi_{y,i}$	Verdrehung des i -ten Knotens um die y -Achse
Φ	Magnetischer Fluss
ω	Frequenz
ω_G	Grenzfrequenz der Feldverdrängung
ω_i	Eigenfrequenz
$\omega_{i,rw}$	Gegenlaufeigenfrequenz (rückwärts)
$\omega_{i,vw}$	Gleichlaufeigenfrequenz (vorwärts)
$\omega_{vw,max}$	Höchste Gleichlaufeigenfrequenz im Betriebsdrehzahlbereich
Ω	Drehfrequenz
$\Omega_{Betr,max}$	Maximale Betriebsdrehfrequenz
$\Omega_{Betr,min}$	Minimale Betriebsdrehfrequenz
$\Omega_{krit,i}$	Kritische Drehfrequenz
$\Delta\Omega_{min}$	Minimaler Abstand einer kritischen Drehfrequenz vom Betriebsbereich

Subskripte

Index	Beschreibung
0	Nominalwert
aML	Axiales Magnetlager

<i>aw</i>	Anormale Wirbelströme
<i>A</i>	Anker
<i>B</i>	Vormagnetisierungsfluss (engl. Bias)
<i>cn</i>	Einhausung (engl. Containment)
<i>Cu</i>	Kupfer
<i>Fe</i>	Eisen
<i>FKV</i>	Faser-Kunststoff-Verbund
<i>h</i>	Hysterese
<i>i</i>	Laufindex
<i>iso</i>	Isolierung
<i>J</i>	Joch
<i>Ja</i>	Außenseite Joch
<i>Ji</i>	Innenseite Joch
<i>JR</i>	Jochrückschluss
<i>JS</i>	Jochschenkel
<i>k</i>	Iterationsindex
<i>kon</i>	Kontinuumsströmung
<i>längs</i>	Längs zur Faser
<i>L</i>	Luft
<i>mag</i>	Permanentmagnet
<i>max</i>	Maximum
<i>min</i>	Minimum
<i>n</i>	Maximaler Laufindex
<i>o</i>	Oben
<i>P</i>	Pol
<i>Pr</i>	Probe
<i>PSM</i>	Permanenterregte Synchronmaschine
<i>quer</i>	Quer zur Faser
<i>r</i>	Radial
<i>rML</i>	Radiales Magnetlager
<i>R</i>	Rotor
<i>RB</i>	Rotorbleche
<i>S</i>	Steuerfluss/-strom

<i>sg</i>	Segment
<i>SL</i>	Spulenleiter
<i>soll</i>	Sollwert
<i>Sp</i>	Spule
<i>St</i>	Streufluss
<i>Sta</i>	Stator
<i>t</i>	Tangential
<i>u</i>	Unten
<i>Un</i>	Unwucht
<i>v</i>	Volumenbezogen
<i>w</i>	Wirbelströme
<i>W</i>	Welle
<i>W</i>	Wichtung
<i>x</i>	In <i>x</i> -Richtung
<i>y</i>	In <i>y</i> -Richtung
\pm	Positiver bzw. negativer Akteur

1 Einleitung

Die dezentrale Speicherung von elektrischer Energie gewinnt aufgrund der Umstrukturierung der Stromerzeugung zu erneuerbaren Energien zunehmend an Bedeutung [1–3]. In vielen dezentralen Anwendungen werden primär elektrochemische Energiespeicher eingesetzt [4]. Diese besitzen eine hohe Energiedichte und geringe Selbstentladungsverluste [5]. Doch werden insbesondere für die Herstellung aktueller Lithium-Ionen-Batterien ein hoher Primärenergieaufwand und teilweise seltene oder schwer zu gewinnende Rohstoffe benötigt. Des Weiteren unterliegen sie einer im Vergleich zu anderen Speichertechnologien signifikanten kalendarischen und zyklischen Alterung [5]. Für Anwendungen mit dynamischen Lastprofilen kann dies bei Batterien zu einer schlechten Ökobilanz führen, da die Batterien entweder überdimensioniert oder häufig getauscht werden müssen. Kinetische Energiespeicher (KES) stellen hier eine zweckmäßige Alternative dar. Sie unterliegen nur einer geringen Alterung und können aus breit verfügbaren Materialien hergestellt werden. KES nutzen die Trägheit einer rotierenden Masse, dem Rotor, um darin Energie zu speichern. Zur Reduzierung der Verluste werden die Rotoren von modernen KES berührungslos mittels Magnetlagern gelagert und im Vakuum betrieben [2]. Eine Bauweise, die eine hohe Energiedichte und geringe Verluste verspricht, sind KES in Außenläuferbauform [4, 6, 7]. Bei dieser Bauform ist der Rotor als Hohlzylinder ausgeführt und rotiert um den sich in der Mitte befindenden Stator. Der Rotor wird hierbei meist aus einem Faser-Kunststoff-Verbund (FKV) hergestellt. FKV weist eine hohe spezifische Festigkeit auf, sodass die Systeme bei hohen Umfangsgeschwindigkeiten betrieben werden können [6]. Dies ermöglicht eine höhere Energiedichte als bei Systemen mit Rotoren aus Metall, sodass die Rotoren bei gleichem Energieinhalt kleiner und leichter ausgeführt werden können [8]. Problematisch sind bei KES die hohen Anschaffungskosten [5]. Diese resultieren unter anderem daraus, dass die Systeme aufgrund unsicherer Festigkeitseigenschaften konservativ ausgelegt werden müssen. Insbesondere die mechanische Auslegung des Rotors und der Sicherheitseinhausung sind hiervon betroffen, da das Berst- und Ermüdungsverhalten des Rotors bisher nicht ausreichend untersucht wurde. Um die Energiedichte von KES in Außenläuferbauform zu erhöhen, ihre Verluste sowie ihre Anschaffungskosten zu senken und sie so zu einer konkurrenzfähigen Technologie weiter zu entwickeln, ist eine umfängliche Untersuchung des Berst- und Ermüdungsverhaltens des Rotors notwendig.

1.1 Motivation

Mit einer hohen Energiedichte gehen in einem KES hohe drehzahlinduzierte mechanische Spannungen einher. Zum Erreichen einer hohen Energiedichte ist somit eine hohe Ausnutzung der Festigkeit der FKV-Rotoren erforderlich. Bei einer entsprechenden Auslegung und Gesamtsystembe-

trachtung wird hierdurch nicht nur die Energiedichte der KES erhöht, sondern auch die energetischen Verluste reduziert [4]. Beim Laden und Entladen des Speichers kommt es zu Drehzahl- und damit zu Spannungsänderungen im Rotor, die dort zu Materialermüdung führen. Bei einer höheren Belastung des Rotors sinkt die Anzahl ertragbarer Lastzyklen. Ziel der Rotorauslegung ist folglich, dass es innerhalb einer definierten Lebensdauer nicht zu ihrem Versagen kommt, aber die Materialfestigkeit möglichst gut ausgenutzt wird. Hierfür ist die Kenntnis der Betriebsfestigkeit erforderlich.

Da FKV in Anwendungen mit vielen dynamischen Lastzyklen aber auch hohen Sicherheitsanforderungen, wie der Luft- und Raumfahrt oder Windkraftanlagen, eingesetzt wird, spielt hier die Betriebsfestigkeit eine große Rolle. Bei richtigem Einsatz zeigt FKV gegenüber Metallen häufig eine überlegene Ermüdungs- bzw. Schwingfestigkeit [9]. Diese wird für FKV gewöhnlich an standardisierten Versuchen ermittelt. Die Ergebnisse der Untersuchungen unterliegen jedoch vielen Einflussfaktoren, die neben den Materialeigenschaften, der Belastungsart und der Lastabfolge unter anderem auch die Geometrie des Bauteils und Umwelteinflüsse beinhalten [10, 11]. Die untersuchten Strukturen sind häufig dünnwandig und die Lasten meist einachsig [12]. Die FKV-Rotoren der KES sind hingegen dickwandig und unterliegen im Betrieb einer mehrachsigen Belastung. Bei der Außenläuferbauform treten im Betrieb insbesondere Druckspannungen quer zur Faserrichtung auf. Diese Beanspruchung ist für dünnwandige Strukturen von geringer Bedeutung und wird kaum untersucht [13]. Eine gezielte experimentelle Untersuchung der Betriebsfestigkeit der Rotoren der KES ist daher notwendig.

Die Betriebsbedingungen in den KES lassen sich am genauesten abbilden, indem die Versuche direkt an diesen durchgeführt werden. Der Rotor wird hierfür zyklisch beschleunigt und abgebremst, bis es zu einem mechanischen Versagen kommt. Da es hierbei zu einer vollständigen Zerstörung des Systems kommen kann und zur statistischen Absicherung mehrere dieser Versuche durchgeführt werden müssen, ist dieses Vorgehen jedoch aus Kostengründen nicht praktikabel. Auch ist die Motorleistung im Vergleich zur Rotorträgheit häufig zu gering, um eine hohe Anzahl an Lastzyklen in einer vertretbaren Gesamtprüfdauer zu erreichen. Zur Beschränkung des Schadens auf das zu untersuchende Bauteil, den Rotor, und zur Durchführung der Versuche in zeitlich geraffter Form, ist es daher zielführend, die Versuche an einem Stellvertreterprüfstand mit skalierten Proben durchzuführen. Die Proben, deren Aufbau als FKV-Hohlzylinder dem der KES-Rotoren entsprechen, werden mittels einer Nabe an einer Spindel befestigt und von dieser zyklisch beschleunigt und abgebremst. Der Test ist abgeschlossen, wenn es zu einem Versagen der Probe kommt oder eine maximale Zyklenanzahl überschritten ist. Im Fall eines Versagens der Probe können aus der Art des Versagens und eventuellen Schäden am Stellvertreterprüfstand Schlüsse für die Auslegung der Sicherheitseinhausung der KES gezogen werden.

In Schleuderprüfständen, an denen solche Versuche gewöhnlich durchgeführt werden, ist die Antriebswelle meist mit Kugel- oder Gleitlagern gelagert. Bei Langzeituntersuchungen wird ein hoher

Verschleiß auftreten, was eine regelmäßige Wartung und einen Austausch der Lager notwendig macht und zusätzliche Kosten verursacht. Auch können bei hohen Drehzahlen rotordynamische Instabilitäten auftreten, die den Drehzahlbereich oft einschränken [14]. Beide Probleme können durch eine Lagerung der Welle mit aktiven Magnetlagern umgangen werden. Da die Lagerung berührungslos ist, tritt kein Verschleiß auf. Über die Regelung der aktiven Lager werden des Weiteren Rotorschwingungen beeinflusst und Instabilitäten potentiell vermieden. Aufgrund hoher Umfangsgeschwindigkeiten an der Probe werden die Versuche im Vakuum durchgeführt. Da Magnetlager kein Schmiermittel benötigen, sind sie gut für die Anwendung in Vakuum geeignet. Solche Prüfstände sind nicht kommerziell verfügbar, weshalb hier eine Neuentwicklung notwendig ist. Aus der Bauweise folgen niederfrequente Biegeeigenfrequenzen des Rotors. Auch wird die Probe bei hohen Drehzahlen stark von Gyroskopie beeinflusst. Beides stellt hohe Anforderungen an die Auslegung und Regelung der aktiven Magnetlager. Der Betrieb im Vakuum wiederum erfordert eine Minimierung der rotorseitigen Verluste, um ein Überhitzen des Rotors und der Probe zu vermeiden. Daher ergibt sich als Frage, die in dieser Arbeit beantwortet werden soll, ob ein solcher Prüfstand praktisch umsetzbar ist.

1.2 Ziel der Arbeit

Das übergeordnete Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Prüfstandkonzeptes, mit dem die Betriebsfestigkeit der Rotoren von KES aus FKV material- und kosteneffizient getestet werden kann. An dem Prüfstand wird in möglichst kurzer Zeit die Belastung des Rotors eines KES während seiner Lebensdauer an einem Ersatzprobekörper nachgebildet. Das Prüfstandkonzept, das in dieser Arbeit verfolgt wird, ist ein magnetgelagerter Schleuderprüfstand. Bei einer berührungslosen Magnetlagerung tritt, im Vergleich zu einer konventionellen Lagerung, kein Verschleiß und geringere Verluste auf. Die höheren Anschaffungskosten der Magnetlager gegenüber konventionellen Lagern lohnen sich bei einer entsprechend hohen Testdauer und Probenanzahl.

Die Randbedingungen für die Entwicklung und Auslegung des Prüfstandes werden von KES in Außenläuferbauform abgeleitet. Der elektrische Antrieb wird in dieser Arbeit nicht tiefergehend betrachtet, da hier auf Standardkomponenten zurückgegriffen wird. Die ausgeprägte Gyroskopie der Probe und die niedrigen Eigenfrequenzen des Rotors stellen jedoch besondere Herausforderungen an die Regelung der aktiven Magnetlager. Der Fokus der Entwicklung liegt daher auf der Auslegung, Modellierung und Regelung der aktiven Magnetlager. Hier spielt das Schwingungsverhalten von Rotor und Stator eine wichtige Rolle. Insbesondere sind die Auslegung des Rotors und die der Aktoren stark miteinander verknüpft und führen zu einem iterativen Auslegungsprozess, der in dieser Arbeit detailliert dargestellt wird. Damit der Rotor und die Probe im Betrieb nicht überhitzen, sind des Weiteren die rotorseitigen Verluste niedrig zu halten. Zur Bewertung des Einflusses verschiedener rotorseitiger Verlustmechanismen, werden diese gesondert betrachtet. Die

Verluste der aktiven Magnetlager müssen schließlich beim Betrieb und der Regelung dieser berücksichtigt werden. Um die Stabilität der Regelung auch im Dauerbetrieb zu gewährleisten, werden verschiedene Robustheitsanforderungen bei der modellbasierten Reglerauslegung berücksichtigt. Durch experimentelle Untersuchungen wird abschließend die prinzipielle Funktionsfähigkeit des Systems gezeigt. Die Durchführung und Auswertung der experimentellen Betriebsfestigkeitsuntersuchungen liegen nicht im Fokus dieser Arbeit.

1.3 Aufbau der Arbeit

Um die Randbedingungen für die Prüfstandauslegung abzuleiten, werden im folgenden Kapitel 2 die in dieser Arbeit betrachteten KES in Außenläuferbauform vorgestellt. Anschließend wird ein Überblick über die Schwingfestigkeit von FKV und die gebräuchliche Konstruktion von Schleuderprüfständen gegeben. Da die Magnetlagerung eine zentrale Rolle in der Entwicklung einnimmt, werden in Kapitel 3 wichtige Grundlagen zu Funktion und Regelung von Magnetlagern sowie auftretende Verlustmechanismen erläutert. Der eigentliche Entwicklungsprozess des Prüfstands wird in Kapitel 4 beschrieben. Hier wird zunächst basierend auf einer Vorauslegung der Probe ein elektrischer Antrieb ausgewählt. Anschließend wird die Anordnung der Komponenten im Prüfstand festgelegt. Hierauf aufbauend folgt eine detaillierte Beschreibung der elektrischen und mechanischen Auslegung der radialen und des axialen Magnetlagers. Das Schwingungsverhalten des Rotors, das insbesondere für die radialen Magnetlager entscheidend ist, wird darauffolgend analysiert. Vor der Auslegung der Komponenten werden Annahmen über die Masse und Trägheit der Welle getroffen, die nach der Auslegung überprüft werden. Sind sie nicht zutreffend, erfolgt eine Anpassung und erneute Durchführung der Auslegung. Nach dieser iterativen Auslegung der Antriebsspindel, wird die Auslegung der Prüfstandseinhausung betrachtet. Diese ist hier von besonderer Bedeutung, da an dem Prüfstand zerstörende Versuche durchgeführt werden. Die rotorseitigen Verluste der Magnetlager haben einen starken Einfluss darauf, ob und wie schnell die Versuche durchgeführt werden können. Ihre Berechnung erfolgt zusammen mit einem experimentellen Abgleich in Kapitel 5. In Kapitel 6 wird der modellbasierte Reglerentwurf für die radialen Magnetlager beschrieben. Hierfür wird zunächst ein umfassendes Modell des Systems aufgestellt und messtechnisch abgeglichen. Im Reglerentwurf werden verschiedene Robustheitsanforderungen berücksichtigt. Das Verhalten des Reglers im gesamten Drehzahlbereich wird mit einem experimentell eingestellten Regler verglichen. Abschließend wird das thermische Verhalten des Prüfstands im zyklischen Betrieb anhand von Messungen gezeigt. Die Arbeit endet in Kapitel 7 mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick auf weiteren Forschungsbedarf. Der Aufbau und die Struktur der Arbeit ist in Abbildung 1.1 zusammengefasst.

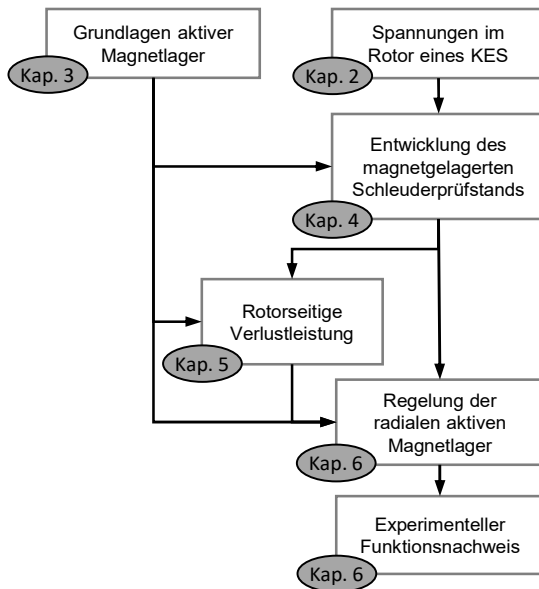


Abbildung 1.1: Struktur der Arbeit

2 Betriebsfestigkeit dickwandiger Faserverbund-Rotoren

FKV wird aufgrund seiner hohen spezifischen Festigkeit in verschiedensten Anwendungsfeldern eingesetzt. Diese umfassen unter anderem die Luft- und Raumfahrt, Windkraftanlagen und Sportgeräte (siehe bspw. [10]). Die Anwendung, die in dieser Arbeit tiefergehend betrachtet werden soll, sind kinetische Energiespeicher. Diese nutzen die Trägheit einer rotierenden Masse, um in dieser Energie zu speichern. KES können bspw. zur dezentralen Stabilisierung des Stromnetzes [7], zur Lastspitzenglättung in lokalen Netzen, wie bspw. Fabriken [15, 16], oder zur unterbrechungsfreien Spannungsversorgung bei Netzausfällen [17, 18] verwendet werden. Neben diesem stationären Einsatz können sie auch in mobilen Anwendungen, wie in Elektrofahrzeugen [19, 20] und Zügen [21], aber auch in Satelliten [22] und Raumstationen [23] Verwendung finden. KES weisen eine vergleichsweise hohe Leistungsdichte auf und werden kaum von Umgebungsbedingungen wie der Temperatur beeinflusst. Der Ladezustand eines KES kann zuverlässig über seine Drehzahl bestimmt werden [24]. Ein weiterer entscheidender Vorteil von KES gegenüber elektrochemischen Energiespeichern ist die hohe Lebensdauer bei Anwendungen mit hoher Dynamik und vielen Lastzyklen (siehe [2, 8, 24]).

Der generelle Aufbau eines KES ist in Abbildung 2.1 dargestellt. Über einen Elektromotor bzw. Generator wird zur Energiespeicherung eine Schwungmasse beschleunigt und zur Abgabe der Energie wieder abgebremst. Die Ansteuerung des Motors und damit die Kopplung zum Stromnetz erfolgt über einen rückspeisefähigen Frequenzumrichter. Die Steuerung und Regelung des Systems erfolgen über eine übergeordnete Plattform. Zur Steigerung der Effizienz werden moderne KES mittels Magnetlagern berührungslos gelagert und im Vakuum betrieben [2]. Der Aufbau der Rotoren erfolgt hierbei häufig aus FKV. Aufgrund der hohen spezifischen Festigkeit von FKV können diese Systeme bei sehr hohen Drehzahlen betrieben werden und weisen so einen hohen Energiegehalt bei geringer Rotormasse auf (vgl. [6, 25]). Eine Bauweise, die eine besonders hohe Energiedichte verspricht, ist die Außenläuferbauform. Im Gegensatz zur Innenläuferbauform aus Abbildung 2.1 dreht sich bei einem Außenläufer die Schwungmasse als Hohlzylinder um den sich in der Mitte befindenden Stator. Diese Bauform wird im folgenden Abschnitt genauer erläutert.

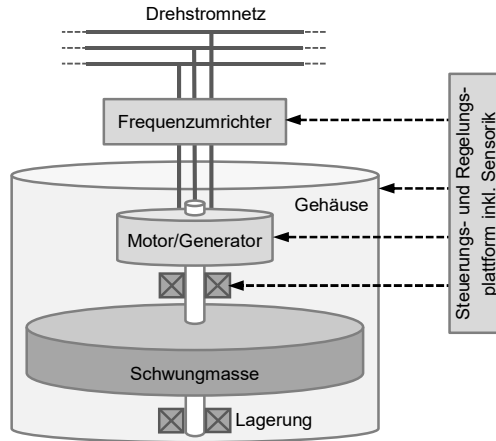


Abbildung 2.1: Prinzipielle Komponenten eines kinetischen Energiespeichers (Quelle: [4])

2.1 Kinetische Energiespeicher in Außenläuferbauform

Erste Veröffentlichungen zu magnetgelagerten kinetischen Energiespeichern in Außenläuferbauform stammen aus den 1970-Jahren [26–28]. Die dort beschriebenen Speicher werden unter anderem in [29–31] für die Anwendung in Satelliten weiterentwickelt. In [32] und [33] wird diese Bauweise für die Anwendung in Fahrzeugen vorgeschlagen und untersucht. Für stationäre Anwendungen werden KES in Außenläuferbauform seit 2010 am *Institut für Mechatronische Systeme* der *Technischen Universität Darmstadt* untersucht, wobei drei Systeme aufgebaut wurden [4, 7, 16]. Die vorliegende Arbeit gliedert sich in die Weiterentwicklung dieser Systeme ein, weshalb diese im folgenden Abschnitt kurz beschrieben werden. Detailliertere Betrachtungen zu den Systemen sind in den zuvor genannten Veröffentlichungen zu finden.

2.1.1 Beispielhafte Darstellung eines kinetischen Energiespeichers

Der grundsätzliche Aufbau stimmt bei allen drei Systemen überein. Beispielhaft soll hier der KES aus [4] betrachtet werden. Dieser ist für eine Maximaldrehzahl von 17.500 U/min ausgelegt. Bei dieser Drehzahl hat der 171 kg schwere Rotor einen Energieinhalt von 2,4 kWh. Das System hat eine Spitzenleistung von 100 kW. Die Leistung nimmt bei einem konstanten Motormoment linear mit der Drehzahl ab. KES werden gewöhnlich auf eine Sollleistung ausgelegt, die sie im gesamten Betriebsdrehzahlbereich verfügbar sein muss. Das maximale Motormoment muss entsprechend auf die niedrigste Betriebsdrehzahl ausgelegt werden. Wird die untere Betriebsdrehzahl sehr niedrig gewählt, ist der Motor für den restlichen Betriebsdrehzahlbereich stark überdimensioniert. Die

kinetische Energie W_{kin} der Schwungmasse mit dem polaren Massenträgheitsmoment θ_z und der Drehfrequenz Ω ergibt sich aus

$$W_{kin} = \frac{1}{2} \theta_z \Omega^2 . \quad (2.1)$$

Aufgrund des quadratischen Anstiegs mit Ω beträgt W_{kin} bei der Hälfte der Maximaldrehzahl nur 25 % des maximalen Energieinhalts, entsprechend sind in der oberen Hälfte des Drehzahlbereichs 75 % der maximalen kinetischen Energie eines KES verfügbar. Daher wird die minimale Betriebsdrehzahl meist etwa bei der Hälfte der Maximaldrehzahl gewählt. Der KES aus [4] wird entsprechend zwischen 9.000 U/min und 17.500 U/min betrieben. Der nutzbare Energieinhalt zwischen diesen beiden Drehzahlen liegt bei 1,8 kWh. Um Luftreibungsverluste zu verringern, wird der KES im Vakuum betrieben.

Der Rotor und Stator des KES sind in Abbildung 2.2 dargestellt. Radial in der Mitte befindet sich der Stator, um den sich der Außenläuferrotor aus FKV dreht, der in der Abbildung halbiert dargestellt ist. Der Rotor hat eine axiale Höhe von 850 mm, einen Innendurchmesser von 290 mm und einen Außendurchmesser von 430 mm. Er wird in radialer Richtung mittels zweier aktiver, homopolarer Reluktanzmagnetlager gelagert (vgl. Abschnitt 3.3). Der Aufbau der Lager wird unter anderem in [34] diskutiert. In axialer Richtung wird der Rotor von einem passiven Magnetlager gehalten. Dieses besteht aus einem Ring Permanentmagnete auf dem Stator und einem auf dem Rotor. Die Ringe weisen eine entgegengesetzte axiale Magnetisierung auf, wodurch es zu einer axial zentrierenden Wirkung zwischen beiden kommt. In radialer Richtung weist das axiale Magnetlager eine negative Steifigkeit auf, die von den aktiven radialen Magnetlagern kompensiert werden muss. Der elektrische Antrieb ist hier als permanenterregte Synchronmaschine (PSM) ausgeführt. Am oberen und unteren Ende des Stators sind radiale, mechanische Fanglager angebracht. An diesen stößt der Rotor bei einer Fehlfunktion der radialen Magnetlager an. Die Fanglager verhindern so, dass es zu einem Kontakt zwischen Rotor und Stator außerhalb des Fanglagers kommt. Aufgrund der hohen Umfangsgeschwindigkeit auf der Rotorinnenseite von bis zu 266 m/s wird hier ein planetares Fanglagerkonzept verwendet. Hierbei sind pro Lagerebene statt eines zentralen Wälzlagers acht wälzgelagerte Rollen am Umfang des Stators angebracht. Untersuchungen zu dieser Fanglagerbauweise sind in [35, 36] dargestellt. Neben den radialen Fanglagern sind auch axiale Fanglager vorgesehen. Diese sollen zu große axiale Auslenkungen verhindern, falls es bspw. bei einem radialen Fanglagerkontakt zu starken axialen Kräften oder durch eine Überhitzung des Rotors zu einer Entmagnetisierung des Axiallagers kommt. Alle Komponenten auf dem Stator haben entsprechende Gegenstücke auf dem Rotor, die aus segmentierten Metallringen aufgebaut sind. Die Segmentierung ist notwendig, um ein Reißen der Ringe bei hohen Drehzahlen zu vermeiden. Durch die Segmentierung wird ein Großteil der drehzahlinduzierten Kräfte in die tangential hochfeste Struktur des Rotors umgelagert. Die Segmente sind auf den Innendurchmesser des

FKV-Rotors geklebt.

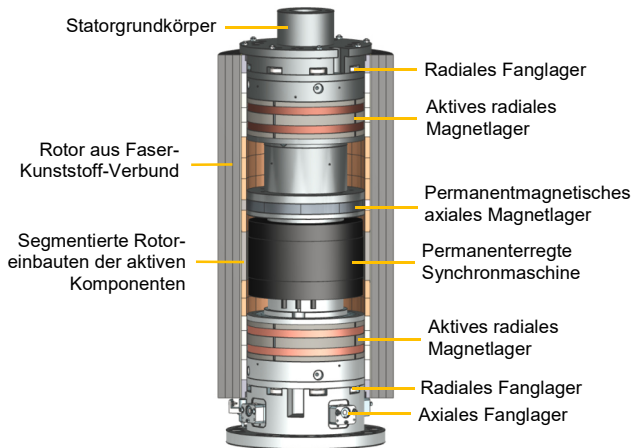


Abbildung 2.2: Rotor und Stator eines kinetischen Energiespeichers in Außenläuferbauform (Quelle: [37])

Eine umfassendere Darstellung des Systems ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Neben Rotor und Stator ist hier auch die Einhausung und das Fundament abgebildet. Die Einhausung dient hierbei als Vakuumgehäuse und Berstschutz. Als zusätzliche Sicherheitsmaßnahme befindet sich innerhalb der Einhausung ein Einstellrohr. Bei beiden handelt es sich um 40 mm starke nahtlose Stahlrohre. Diese sollen die Energie der Segmente aufnehmen, falls durch eine Überlast oder Materialermüdung zu einem Bersten des Rotors kommt. Zusammen mit dem Fundament und dem Deckel machen die Stahlrohre einen Großteil der Masse des Systems aus. Am Deckel der Einhausung wird die Vakuumpumpe angeschlossen. Damit die Starrkörpereigenfrequenz der Einhausung zusammen mit dem Stator unterhalb der Starrkörpereigenfrequenzen des Rotors liegt, steht das Fundament auf Federelementen. Zum Gesamtsystem gehören des Weiteren diverse Zusatzkomponenten, wie bspw. der Umrichter der PSM, die Magnetlagerendstufen und Vakuumpumpen, die in der Abbildung nicht dargestellt sind.

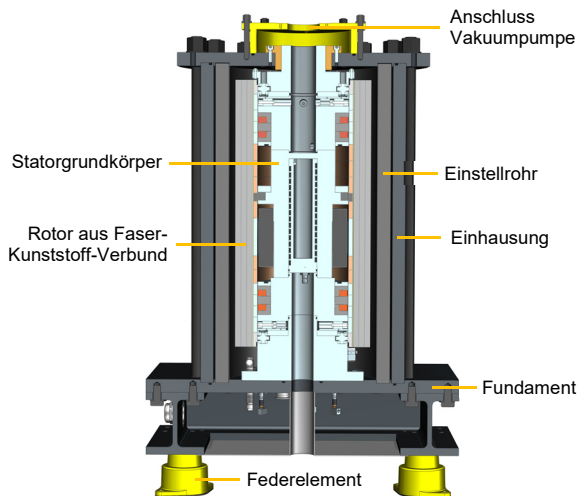


Abbildung 2.3: Querschnittsansicht eines kinetischen Energiespeichers in Außenläuferbauform mit Einhausung und Fundament (in Anlehnung an [4])

Der Rotor des KES wird in einem Nass-Wickelprozess hergestellt. Hierbei werden in flüssigem Harz getränkte Faserbündel auf einen zylindrischen Kern gewickelt. Anschließend wird das Harz thermisch gehärtet. Der Kern wird am Ende wieder entfernt. Den Aufbau des Rotors verdeutlicht Abbildung 2.4a, in der eine Draufsicht des Rotors gezeigt ist. Den Hauptteil des Rotors machen drei 18 mm dicke Lagen aus Kohlenstofffaser-Kunststoff-Verbund (KFKV) aus. Die Fasern sind hierbei näherungsweise tangential ausgerichtet. In der ersten KFKV-Lage haben sie einen Winkel von etwa 80° zur Rotationsachse, in der zweiten beträgt der Winkel etwa 85° und in der dritten fast 90° [4]. Mit einer Annäherung an 90° steigt die radiale und tangentielle Steifigkeit des KFKV. Durch die Zunahme der Steifigkeit wird ein gleichmäßigerer Spannungszustand im Rotor erreicht. Auf der Innenseite der ersten KFKV-Lage befindet sich eine dünne Lage aus Glasfaser-Kunststoff-Verbund (GFKV), auf die wiederum die segmentierten Metalleinbauten aufgeklebt werden. Dreht sich der Rotor, drücken sich die Segmente an den FKV-Rotor (vgl. Abbildung 2.4b) und erzeugen hier eine radiale Drucklast. Die GFKV-Lage, die eine geringere Steifigkeit aufweist als KFKV, dient dazu lokale Spannungsüberhöhungen an den Rändern der Segmente abzubauen, damit diese nicht den KFKV schädigen. Der KFKV nimmt, aufgrund seiner hohen tangentialen Steifigkeit, den Hauptteil der drehzahlinduzierten Spannungen auf. Für eine hohe Energiedichte ist eine hohe Ausnutzung der Festigkeit des FKV notwendig. Übersteigen jedoch die Spannungen die Festigkeiten des FKV, kann es zu einer Zerstörung des Systems kommen. Die Berechnung der Spannungen im Rotor ist daher von hoher Bedeutung für die Systeme. Diese wird im folgenden Abschnitt dargestellt.

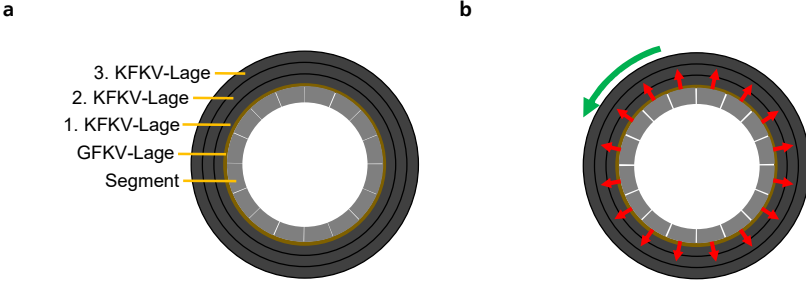


Abbildung 2.4: Draufsicht des Außenläuferrotors des kinetischen Energiespeichers; a prinzipieller Aufbau des Rotors; b Verdeutlichung der radialen Drucklast auf den FKV bei drehendem Rotor

2.1.2 Spannungen im FKV-Rotor

Die Kohlenstofffasern und die Epoxidharz-Matrix, aus denen die drei KFKV-Lagen des Rotors bestehen, weisen stark unterschiedliche Eigenschaften auf. Während Kohlenstofffasern bspw. in Faserrichtung E-Moduln von über 400 GPa aufweisen können, besitzt die Epoxidharz-Matrix typischerweise einen E-Modul zwischen 2,5 und 4 GPa [10]. Die Eigenschaften eines unidirektionalen KFKV, das näherungsweise im Rotor des KES vorliegt, weisen somit eine starke Richtungsabhängigkeit auf. Lokal werden die Eigenschaften des KFKV von der Interaktion zwischen Faser und Matrix beeinflusst [10]. Für die Auslegung von KFKV-Strukturen wird diese lokale Inhomogenität meist vernachlässigt und der Verbund als orthotrop, aber homogen angenommen. Die mechanischen Ersatzparameter des Verbundes lassen sich aus den Eigenschaften der Fasern und der Matrix berechnen (siehe bspw. [9, 10]).

Zur Berechnung der Spannungen im KFKV-Rotor wird in [4, 7] auf die Berechnungsvorschriften aus [38] zurückgegriffen. Betrachtet werden hier die Spannungen in einer in tangentialen Umfangslagen gewickelten Scheibe aus FKV die sich mit der Drehfrequenz Ω dreht. Es werden linear-elastisches Materialverhalten und kleine Verformungen angenommen. Die Scheibe kann aus mehreren konzentrischen Lagen mit jeweils orthotropen Eigenschaften bestehen. In jeder dieser Lagen wird ein zweidimensionaler Spannungszustand mit den radialen Spannungen $\sigma_{r,i}$ und tangentialen Spannungen $\sigma_{t,i}$ angenommen. Axiale Spannungen werden vernachlässigt. Die Spannungen $\sigma_{r,i}$ und $\sigma_{t,i}$ in der i -ten Lage ergeben sich in Abhängigkeit der radialen Position r zu [38]

$$\begin{aligned}\sigma_{r,i}(r) &= c_{1,i}r^{-1+\Gamma_i} + c_{2,i}r^{-1-\Gamma_i} + Q_{1,i}(r) - Q_{2,i}(r), \\ \sigma_{t,i}(r) &= c_{1,i}\Gamma_i r^{-1+\Gamma_i} - c_{2,i}\Gamma_i r^{-1-\Gamma_i} + \Gamma_i Q_{1,i}(r) + \Gamma_i Q_{2,i}(r) + \rho_i(r)\Omega^2 r^2,\end{aligned}\tag{2.2}$$

mit

$$c_{1,i} = \frac{\left(p_{1,i} + Q_{2,i}(r_{1,i}) - Q_{1,i}(r_{1,i})\right) r_{1,i}^{1+\Gamma_i} - \left(p_{2,i} + Q_{2,i}(r_{2,i}) - Q_{1,i}(r_{2,i})\right) r_{2,i}^{1+\Gamma_i}}{r_{1,i}^{2\Gamma_i} - r_{2,i}^{2\Gamma_i}},$$

$$c_{2,i} = \frac{-\left(p_{1,i} + Q_{2,i}(r_{1,i}) - Q_{1,i}(r_{1,i})\right) r_{1,i}^{\Gamma_i} r_{2,i}^{2\Gamma_i} + \left(p_{2,i} + Q_{2,i}(r_{2,i}) - Q_{1,i}(r_{2,i})\right) r_{1,i}^{2\Gamma_i} r_{2,i}^{\Gamma_i}}{r_{1,i}^{2\Gamma_i} - r_{2,i}^{2\Gamma_i}}$$

und $\Gamma_i = \sqrt{\frac{E_{quer,i}}{E_{längs,i}}}.$

Hierbei sind $E_{quer,i}$ und $E_{längs,i}$ der E-Modul in Quer- und Längsrichtung der Faser, $p_{1,i}$ der Druck am Innenradius $r_{1,i}$ der Lage und $p_{2,i}$ der Druck am Außenradius $r_{2,i}$ der Lage sowie ρ_i die Dichte des FKV. Die verallgemeinerten Kraftterme $Q_{1,i}$ und $Q_{2,i}$ ergeben sich wiederum aus einem drehzahlinduzierten Term $Q_{1,\Omega,i}$ bzw. $Q_{2,\Omega,i}$ und einem thermisch induzierten Term $Q_{1,T,i}$ bzw. $Q_{2,T,i}$ zu

$$Q_{1,i} = Q_{1,\Omega,i} + Q_{1,T,i} \quad (2.3)$$

und $Q_{2,i} = Q_{2,\Omega,i} + Q_{2,T,i}.$

Mit der Querkontraktionszahl $\nu_{längs,i}$ des FKV in Faserrichtung, berechnen sich $Q_{1,\Omega,i}$ und $Q_{2,\Omega,i}$ aus

$$Q_{1,\Omega,i}(r) = \frac{(3 + \nu_{längs,i}) r^2 \rho_i \Omega^2}{2(-3 + \Gamma_i) \Gamma_i} \quad (2.4)$$

und $Q_{2,\Omega,i}(r) = -\frac{(3 + \nu_{längs,i}) r^2 \rho_i \Omega^2}{2(3 + \Gamma_i) \Gamma_i}.$

Auch unter der Annahme einer homogenen Temperatur T in der Scheibe, treten die thermisch induzierten Terme

$$Q_{1,T,i}(r) = \frac{(k_{\alpha,längs,i} - k_{\alpha,quer,i}) E_{l,i}}{2(\Gamma_i - 1) \Gamma_i} (T - T_0) \quad (2.5)$$

und $Q_{2,T,i}(r) = -\frac{(k_{\alpha,längs,i} - k_{\alpha,quer,i}) E_{l,i}}{2(\Gamma_i + 1) \Gamma_i} (T - T_0)$

auf, wobei $k_{\alpha,längs,i}$ und $k_{\alpha,quer,i}$ die thermische Längenausdehnungskoeffizienten des FKV längs und quer zur Faserrichtung sind. Die Terme resultieren aus der Abweichung der Scheibentemperatur von der Referenztemperatur T_0 . Diese ist die Temperatur bei dem der Verbund ausgehärtet

wurde. Ist $T < T_0$ und $\Omega = 0$ entstehen so radiale Querkzugspannungen im FKV. Zu diesen kommen weitere Spannungen bei einer inhomogenen Temperaturverteilung (siehe [38]). Die radiale Aufweitung der FKV-Lage $u_{r,i}$ folgt aus den Spannungen, weiterhin unter der Annahme einer homogenen Scheibentemperatur T , zu [38]

$$u_{r,i}(r) = \left(\frac{\sigma_{t,i}(r)}{E_{l,i}} - \frac{\nu_{längs,i} \sigma_{r,i}(r)}{E_{l,i}} + k_{\alpha,längs,i} (T - T_0) \right) r. \quad (2.6)$$

Zur Bestimmung von $c_{1,i}$ und $c_{2,i}$ werden die Rand- und Übergangsbedingungen zwischen den FKV-Lagen betrachtet. An der Übergangsstelle zwischen zwei Lagen stimmen die radialen Spannungen überein. Des Weiteren stimmen hier die radialen Aufweitungen überein, sofern die FKV-Lagen nicht mit einem Übermaß gefügt wurden. An der Innenseite der innersten Lage ($i = 1$) entspricht $\sigma_{r,i=1}$ dem hier aufgebrachten äußeren Druck $p_{1,i=1}$. In gleicherweise entspricht $\sigma_{r,i=n}$ an der Außenseite der äußersten der n Lagen ($i = n$) dem hier aufgebrachten äußeren Druck $p_{2,i=n}$. Zusammengefasst ergeben sich so die Randbedingungen [38]:

$$\begin{aligned} \sigma_{r,i=1}(r_{1,i=1}) &= p_{1,i=1}, \\ \sigma_{r,i}(r_{2,i}) &= \sigma_{r,i+1}(r_{1,i+1}) \quad \text{für } i = 1, \dots, n-1, \\ \sigma_{r,i=n}(r_{1,i=n}) &= p_{2,i=n} \\ \text{und } u_{r,i}(r_{2,i}) &= u_{r,i+1}(r_{1,i+1}) \quad \text{für } i = 1, \dots, n-1. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Aus dem linearen Gleichungssystem (2.2) bis (2.7) werden schließlich $c_{1,i}$ und $c_{2,i}$ und damit die Spannungsverläufe berechnet.

In den KES in Außenläuferbauform folgt der Innendruck $p_{1,i=1}$ daraus, dass sich die Segmente der Rotoreinbauten gegen die Innenseite des FKV drücken. Unter Vernachlässigung von Spannungsüberhöhungen an den Rändern der Segmente wird dieser Druck in [4, 7] als konstant über der FKV-Innenfläche angenommen und mit

$$p_{1,i=1} = p_{sg} = -\frac{\rho_{sg} \Omega^2}{3r_{sg,2}} (r_{sg,2}^3 - r_{sg,1}^3) \quad (2.8)$$

abgeschätzt, worin $r_{sg,2}$ der Außenradius, $r_{sg,1}$ der Innenradius und ρ_{sg} die Dichte der Segmente sind. Auf der Außenseite sind die Rotoren radial unbelastet, sodass $p_{2,i=n} = 0$ gilt.

Die Auslegung des Rotors muss sicherstellen, dass die thermischen und mechanischen Belastungen nicht zu einer Zerstörung des Rotors führen. Bei den Versagensmechanismen bei unidirektionalem

FKV wird allgemein zwischen Faserbruch und Zwischenfaserbruch unterschieden. Zum Faserbruch kommt es, wenn die Fasern durch eine Zugnormalspannung in Faserrichtung, im KES-Rotor also σ_t , reißen. Da die Fasern meist den Hauptteil der Last tragen, führt dies häufig zu einem Totalversagen der Struktur. Bei einem Zwischenfaserbruch verläuft der entstehende Riss parallel zur Faser in der Matrix oder dem Kontaktbereich zwischen Faser und Matrix. Im Rotor der KES kann ein Zwischenfaserbruch durch zu hohe Druck- oder Zugnormalspannungen quer zur Faser ausgelöst werden. Bei Querkzugspannungen ($\sigma_r > 0$) tritt der Riss senkrecht zur Spannungsrichtung auf. Die ertragbaren Spannungen sind hier meist gering und hängen stark von Fertigungseinflüssen ab. Ein lokal beschränkter Zwischenfaserbruch führt hier jedoch meist nicht direkt zu einem Versagen der Struktur, sondern es kommt zunächst zu einer Spannungsumlagerung in die tangential noch tragfähigen Fasern. Ein fataler Schaden tritt auf, wenn es zu globalem Abreißen ganzer Faser-Lagen kommt (Delamination). Letzteres kann bspw. durch die thermischen Spannungen eines dickwandigen Rotors beim Abkühlen nach dem Härten auftreten. Um dies zu verhindern, werden die Rotoren der KES bei der Herstellung mehrfach zwischengehärtet. Treten zu hohe Querkdruckspannungen ($\sigma_r < 0$) auf, ist der resultierende Zwischenfaserbruch bei einer reinen Druckbelastung um ca. 53° zur Spannungsrichtung verdreht. Es handelt sich hierbei um Schubversagen. Durch den Riss kann es leicht zu einem Keilbruch kommen, bei dem ein großes Stück aus dem FKV ausbricht und somit die Struktur stark geschädigt wird. [9]

In der Auslegung der KES-Rotoren in [4, 7] wird vereinfachend angenommen, dass ein Versagen des Rotors auftritt, wenn die Längszug-, Querkdruck- oder Querkzugspannungen ihren jeweiligen zulässigen Maximalwert erreicht (vgl. [10])¹. Die berechneten Spannungen im Rotor des KES aus [4] bei seiner maximalen Drehzahl von 17.500 U/min zeigt Abbildung 2.5. Neben den analytisch mit den Gleichungen (2.2) bis (2.8) berechneten Spannungen sind auch die Ergebnisse der Analyse eines dreidimensionalen Finite-Elemente-Modells (FE-Modell) in Abbildung 2.5 dargestellt. Das FE-Modell bildet einen axialen Ausschnitt von 1/20 des Rotorumfangs mit den verschiedenen Faserlagen, der Kleberschicht und einem Segment ab. Thermische Spannungen werden im analytischen Modell sowie im FE-Modell vernachlässigt ($T = T_0$). Auf der Innenseite des FKV tritt der maximale radiale Querkdruck auf. Im analytischen Modell liegt dieser bei -50 MPa. Das FE-Modell liefert mit -60 MPa einen betragsmäßig höheren Wert. Über dem Radius nimmt der Querkdruck betragsmäßig ab und wird an der Außenseite Null ($p_{2,i=n} = 0$). Die tangentialen Längszugspannungen übersteigen mit 360 MPa deutlich die radialen Spannungen, jedoch ist auch die Festigkeit in Faserrichtung deutlich höher. Bei der Auslegung des Rotors in [4] wird ein Längszug von 2.500 MPa zugelassen, der zulässige Querkdruck liegt hingegen bei -50 MPa und der Querkzug bei 0,5 MPa. Die Quer-Festigkeiten des Materials sind also dimensionierend für den Rotor.

¹ Aufgrund stark unterschiedlicher Auslastung in Längs- und Querrichtung ist diese Annahme hier voraussichtlich berechtigt. Versagens- bzw. Bruchkriterien, die auch die Überlagerung verschiedener Spannungen berücksichtigen, sind bspw. in [10, 39] aufgeführt.

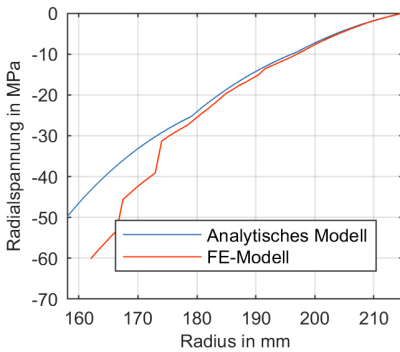
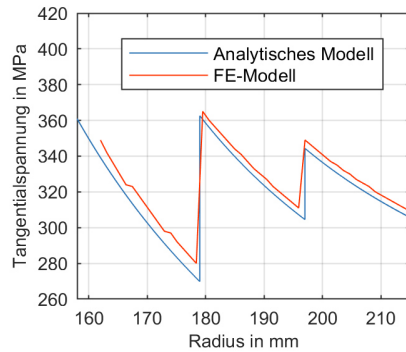
a**b**

Abbildung 2.5: Spannungen im Rotor des KES bei 17.500 U/min in einem Vergleich zwischen den Ergebnissen des analytischen Modells mit denen des FE-Modells; **a** Radialspannungen; **b** Tangentialspannungen (Quelle: [4])

Die zulässigen Spannungen sind hier vergleichsweise konservativ gewählt [4], sodass in dem System nicht das volle Potential der Technologie ausgenutzt wird. Wird der KES auf höhere Festigkeiten ausgelegt, kann sowohl die Energiedichte gesteigert als auch die Verluste im System gesenkt werden. Dies verdeutlicht Abbildung 2.6, in der die Ergebnisse von Gesamtsystemoptimierungen des KES aus [4] dargestellt sind. Zum einen sind die Ergebnisse mit den ursprünglichen zulässigen Spannungen („Referenz“) und zum anderen mit erhöhten zulässigen Spannungen („zuk. FKV“) gezeigt. Hier werden Querdruckspannungen im FKV von 100 MPa und Querzugspannungen von 5 MPa zugelassen. Der generelle Aufbau stimmt bei allen Systemen mit dem aus Abbildung 2.2 überein. Angepasst werden in der Optimierung verschiedene geometrische Parameter sowie die Auslegung der PSM und der Magnetlager. Zielfunktionen bei der multikriteriellen Optimierung sind die Energiedichte und die Verluste. Da es gebräuchlich ist, eine Optimierung als Minimierung darzustellen, ist die Energiedichte negiert. Die Verluste beziehen sich auf verschiedene gewichtete Betriebszustände. Details zu der Optimierung sind in [4] dargestellt. Die Energiedichte steigt mit den zulässigen Spannungen, da so höhere Drehzahlen möglich werden. Auch kann die Dicke der Einbauten erhöht werden, wodurch die PSM mit einer niedrigeren Polpaarzahl ausgeführt werden kann, was ihre Verluste reduziert. Durch den höheren zulässigen Querzug können hingegen Systeme mit dickerem Rotor ausgelegt werden. Diese besitzen dann bei einer geringeren Drehzahl den gleichen Energiegehalt. Durch die geringere Drehzahl werden insbesondere die Leerlaufverluste reduziert. Diese Systeme weisen aber eine geringe Energiedichte auf.

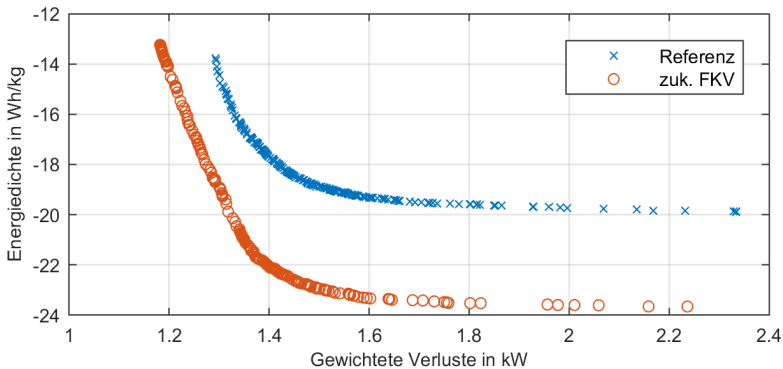


Abbildung 2.6: Ergebnisse einer Gesamtsystemoptimierung des KES bei unterschiedlichen zulässigen Spannungen im Rotor (Quelle: [4])

Für die Auslegung der KES ist es somit von Interesse, die Festigkeit des FKV möglichst gut auszunutzen. Hierbei muss berücksichtigt werden, dass dem Laden und Entladen des KES eine Drehzahländerung und damit eine Änderung der Spannungen einhergeht. Durch diese zyklische Belastung kommt es zu einer Ermüdung des Materials, sodass es nach einer gewissen Anzahl an Lastzyklen zum Versagen kommen kann, ohne dass die statischen Festigkeitsgrenzen erreicht werden. Die Anzahl ertragbarer Lastspiele nimmt typischerweise mit Zunahme der Spannungsamplitude ab. Bei der Auslegung der KES ist die zulässigen Spannungen daher in Abhängigkeit der angestrebten Lebensdauer des KES zu wählen. Hierfür ist es wiederum erforderlich zu untersuchen, wie viele Lastzyklen der Rotor bei einer gewissen Spannungsamplitude durchlaufen kann, bevor es zu seinem Versagen kommt.

2.2 Schwingfestigkeit von FKV

Das Ermüdungsverhalten von FKV unterscheidet sich von dem von isotropen Metallen. Während sich bei Metallen meist ein dominanter Riss ausbildet, der in mit der Zyklenanzahl langsam fortschreitet, entstehen im FKV mit der Zeit viele einzelne lokale Risse [10]. Diese Mikrorisse bilden sich häufig bereits relativ früh aus und ihre Anzahl nimmt stetig zu, bis die Gesamtstruktur so geschwächt ist, dass es zu ihrem Versagen kommt [40]. Durch die Akkumulation von Mikrorissen und Brüchen einzelner Fasern sowie der einhergehenden Spannungsumlagerung ist vor dem Versagen des Bauteils meist ein deutlicher Steifigkeitsabfall erkennbar [10, 11, 40]. Allgemein ändern sich bei FKV die Materialeigenschaften mit zunehmender Schädigung, was eine Modellierung des Schädigungsverlaufs erschwert [11]. Auf die Schwingfestigkeit von FKV haben neben den Materialeigenschaften von Faser und Matrix, den Eigenschaften der Bindung zwischen beiden sowie dem

Faservolumenanteil [12] auch verschiedene weitere Parameter einen Einfluss:

- Lastrichtung: Neben der allgemein höheren Festigkeit von FKV in Faserrichtung, erschweren hier die Fasern die Rissausbreitung und führen damit im Vergleich zur reinen Matrix zu einer Erhöhung der ertragbaren Anzahl an Zyklen. Durch den komplexen Spannungszustand im FKV und einer vergrößerten Dehnung der Matrix, kann es bei einer Belastung quer zur Faserrichtung jedoch zu einem Herabsetzen der Schwingfestigkeit des FKV im Vergleich zur Matrix kommen. [40]
- Spannungsverhältnis: FKV ist, bei Belastung in Faserrichtung und hohen Spannungsamplituden, meist empfindlicher bei Wechselbeanspruchungen als bei schwellenden Beanspruchungen [11, 12]. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Fasern bei lokalen Ablösungen leicht knicken können und damit geschädigt werden [40]. Hingegen bilden sich bei einer schwellenden Zugbelastung mehr Risse aus, sodass hier bei einer hohen Zyklenanzahl die ertragbaren Spannungsamplituden stärker mit der Zyklenanzahl abfallen als bei einer Wechselbelastung [11]. Bei Belastungen quer zur Faserrichtung kann FKV, wie bei statischen Lasten, meist nur deutlich geringere Amplituden bei Zug- als bei Druckbelastungen verkraften [11].
- Temperatur: Mit der Temperatur des FKV ändern sich seine Materialeigenschaften und damit auch seine Schwingfestigkeit. Treten des Weiteren zyklische Temperaturänderungen auf, ändern sich entsprechend auch die thermischen Spannungen im FKV, was eine zusätzliche zyklische Belastung mit sich bringt [10].
- Lastrate: Die den Verformungen einhergehenden Verluste führen bei hohen Lastraten zu einer Erwärmung des Materials und damit zu einer Änderung der Schwingfestigkeit (vgl. [9, 10]). Dies gilt insbesondere bei FKV, da die Polymermatrix meist eine vergleichsweise geringe thermische Leitfähigkeit besitzt. Die höhere thermische Leitfähigkeit von Kohlenstofffasern gegenüber Glasfasern gilt als einer der Gründe warum FKV eine höhere Schwingfestigkeit als GFKV aufweist [10].

Daneben können unter anderem auch die Feuchtigkeit [9, 11, 12] sowie die Dicke der einzelnen Faserlagen und des Bauteils [39] einen Einfluss auf die Schwingfestigkeit haben. Bei der Fertigung von FKV-Bauteilen können leicht kleine Fehlstellen, wie Lufteinschlüsse, Verunreinigungen oder ungewollte Faserkrümmungen, in das Material eingebracht werden. Diese beeinflussen die Schwingfestigkeit [12] und führen zusammen mit dem zuvor beschriebenen Schädigungsmechanismus zu einer vergleichsweise hohen Streuung der Ergebnisse von Festigkeitsuntersuchungen. Aufgrund der komplexen Interaktion zwischen Faser und Matrix, lassen sich des Weiteren die zyklischen Festigkeiten einer Faser-Matrix-Kombination nicht auf eine andere übertragen. Entsprechend müssen für jede Materialkombination eigene Versuche durchgeführt werden.

Die experimentelle Bestimmung der zyklischen Grundfestigkeiten von FKV erfolgt nach ISO 13003 [41] anhand der gleichen Testverfahren, die auch zur Bestimmung der statischen Festigkeit verwendet werden. Alle Versuche werden nach ISO 291 [42] bei einer Umgebungstemperatur von 25°C und 50 % relativer Feuchte durchgeführt. Zur Bestimmung der Quer- und Längszugfestigkeit von unidirektionalem FKV sind in ISO 527-5 [43] Zugversuche normiert. Die Längszugversuche erfolgen an 15 mm breiten und 1 mm dicken Stabproben. Für Querkzugfestigkeitsuntersuchungen sind die Stabproben 25 mm breit und 2 mm dick. Die Fasern verlaufen in Breitenrichtung. Die Proben werden gewöhnlich aus laminierten und gepressten Platten geschnitten. Das Pressen ist wichtig, um einen gleichbleibenden Faservolumenanteil und eine gute Faserausrichtung zu erhalten. Die Untersuchung der Druckfestigkeit längs und quer zur Faser ist nach ISO 14126 [44] ebenfalls an Stabproben durchzuführen, die hier eine Dicke von 2 bis 10 mm besitzen. Problematisch ist hierbei jedoch, dass die Proben, trotz einer Stützkonstruktion, häufig nicht das gewünschte Druckversagen aufweisen, sondern an der Einspannung oder durch Knicken versagen [13]. Für die Bewertung der Druckfestigkeit können diese dann nicht verwendet werden. Alternativ können daher für die Bestimmung der Druckfestigkeit die in ISO 14125 [45] definierten Dreipunkt- oder Vierpunktbiegeversuche verwendet werden, wie sie in Abbildung 2.7 dargestellt sind. Die Stabproben sind hierbei 15 mm breit und 2 mm dick. Bei unidirektionalem FKV können die Fasern hierbei allgemein in Längen- oder Breitenrichtung verlaufen. Zur Untersuchung der bei den KES entscheidenden Querdrukfestigkeit² verlaufen sie in Breitenrichtung, in Abbildung 2.7 also aus der Abbildungsebene hinaus. Bei der Vierpunktbiegeprüfung tritt zwischen den zwei Druckfinnen näherungsweise ein konstantes Biegemoment auf [45]. Auf der Seite der Druckfinnen führt dieses zu Druckspannungen und auf der gegenüberliegenden Seite zu Zugspannungen. Allgemein kann die Probe auf beiden Seiten versagen. Um bei einer statischen oder zyklischen Querdrukuntersuchung ein Versagen auf der Druckseite zu provozieren, kann auf der Zugseite eine zusätzliche FKV-Lage angebracht werden, in der die Fasern in Längenrichtung verlaufen [13] (siehe Abbildung 2.7 rechts). Da die Längszugfestigkeit bei FKV meist deutlich über der Querdrukfestigkeit liegt, wird die Probe folglich überwiegend auf der Druckseite versagen.

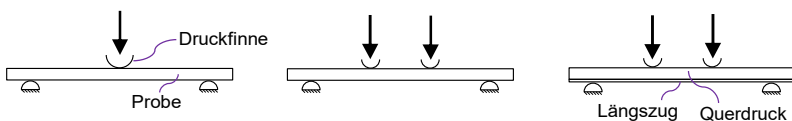


Abbildung 2.7: Dre- und Vierpunktbiegeprüfung (nach [44]) sowie die modifizierte Vierpunktbiegeprüfung zur Untersuchung der Querdrukfestigkeit (nach [13])

² Die meisten FKV-Bauteile sind dünnwandig ausgeführt, sodass es bei ihnen gewöhnlich zu einem Strukturversagen, wie Knicken, kommt, bevor ein Versagen durch Querdruk auftreten kann. Die Querdrukfestigkeit von FKV wird daher nur selten untersucht. [13].

Alle beschriebenen Versuche werden an dünnen Proben durchgeführt und untersuchen einen speziellen Festigkeitswert. Diese können nicht unbedingt auf die dickwandigen KES-Rotoren übertragen werden, da sich in diesen verschiedene Spannungszustände überlagern³. Insbesondere werden die drehzahlinduzierten Spannungen von thermischen Spannungen überlagert, die aufgrund der Temperaturabhängigkeit der Materialeigenschaften nichtlinear und teilweise schwer zu berechnen sind [13]. Auch kann die Schwingfestigkeit der Rotoren von denen der Proben abweichen, da die Faserrichtung und die Lagendicke beider unterschiedlich sind. Die Rotoren der KES sind nicht exakt in Umfangslagen gewickelt und die Lagen sind deutlich dicker als 2 mm. Des Weiteren befindet sich der KES-Rotor im Vakuum und daher nicht bei einer relativen Feuchte von 50 %. Die Übertragbarkeit der Schwingfestigkeitswerte, die mittels der normierten Verfahren bestimmt wurden, auf die Rotoren der KES ist folglich experimentell zu überprüfen.

Um viele der potentiellen Einflussfaktoren abzubilden, sollten diese Experimente möglichst nah am Betrieb der eigentlichen KES sein. Der Spannungszustand im Rotor lässt sich am genauesten über das schnelle Drehen eines Hohlzylinders abbilden. Möglich wäre es, die Versuche an den KES direkt durchzuführen. Jedoch sind für die normierten Ermüdungsversuche an FKV in ISO 13003 [41] mindestens fünf Versuche auf vier verschiedenen Spannungsniveaus vorgeschrieben. Eine Durchführung einer vergleichbaren Anzahl an Versuchen an realen KES ist aufgrund ihrer hohen Kosten nicht praktikabel, insbesondere da bei jedem Versuch neben der Zerstörung des Rotors auch eine hohe Gefahr der Beschädigung des Stators besteht. Ein weiteres Problem liegt in der hohen Gesamtprüfdauer. Um den Rotor von der minimalen auf die maximale Betriebsdrehzahl zu beschleunigen, benötigt der in [4] beschriebene KES mindestens 111 s. Sollen bspw. 10^5 dieser Vollzyklen getestet werden, werden hierfür über 256 Tage benötigt. Aus diesem Grund sollen die Versuche an runterskalierten zylindrischen FKV-Proben durchgeführt werden. Diese können mittels einer Nabenkonstruktion an einer Innenläuferspindel befestigt und durch diese zyklisch beschleunigt werden. Die Probe ist so örtlich vom Antrieb und der Lagerung der Spindel getrennt. Die Wahrscheinlichkeit einer Beschädigung des Antriebs beim Bersten einer Probe kann so, im Vergleich zu einem Außenläufer, reduziert werden. Diese Bauweise ist als Schleuderprüfstand zur Untersuchung der Festigkeit von schnelldrehenden Bauteilen verbreitet. Diese werden im folgenden Abschnitt kurz vorgestellt.

2.3 Schleuderprüfstände

Schleuderprüfstände werden häufig eingesetzt, um das Bruchverhalten von Rotoren bei einer

³ Berechnungsmethoden um die zyklische Lebensdauer von Verbundstrukturen mit mehrachsigen Spannungszuständen aus den einachsigen Messungen abzuschätzen sind in bspw. [11] dargestellt.

Überdrehzahl zu untersuchen. Auch werden sie zur Analyse der mechanischen Ermüdung von Rotoren bei Drehzahlschwankungen verwendet. In [46] wird bspw. ein Schleuderprüfstand beschrieben, mit dem die zyklische Festigkeit von Faserverbund-Rotoren in Außenläuferbauform untersucht werden soll. Die Anbindung der Rotoren erfolgt mittels einer Nabe aus Titan. Die geplante Zyklusdauer liegt bei 300 s und die Gesamtprüfdauer bei bis zu sechs Monaten. Eine Übersicht zu kommerziell erhältlichen Schleuderprüfständen ist in [47] zu finden. Der gebräuchliche Aufbau dieser Schleuderprüfstände ist in Abbildung 2.8 gezeigt (vgl. [14, 46–48]). Prinzipiell besteht der Prüfstand aus einer gelagerten Welle, die den Probekörper mit dem Antrieb verbindet, sowie einer Einhausung zum Schutz vor Bruchstücken. Als zusätzliche Schutzmaßnahme werden um die Probe oft mehrere Rohre gestellt, die die Energie von Bruchstücken aufnehmen [46, 48, 49]. Aufgrund hoher Umfangsgeschwindigkeiten werden die Systeme häufig in Vakuum betrieben, um Luftreibungsverluste und die einhergehende Rotorerwärmung zu reduzieren. Hier dient die Sicherheitseinhausung entweder auch als Vakuumbehälter oder es ist ein zusätzliches Vakuumgehäuse vorgesehen. Die Lagerung der Welle erfolgt mit Wälz- oder Gleitlagern. Als Antrieb dienen häufig elektrische Antriebe in Kombination mit verschiedenen Getrieben oder Luftturbinen. Aufgrund der meist sehr hohen Drehzahlen ist ein ausschließlicher Betrieb des Prüfandes unterhalb der ersten elastischen Eigenfrequenz der Antriebswelle nicht möglich [47]. Daher wird die Welle bewusst dünn ausgeführt und der Prüfstand bei einem mehrfach überkritischen Betriebspunkt betrieben, bei dem die Probe sich selbstzentriert (siehe bspw. [50]). Beim hierfür notwendigen Durchfahren der elastischen Eigenfrequenzen der Welle können hohe Auslenkungen auftreten. Auch kann die Welle bei hohen Drehzahlen aufgrund innerer Dämpfung instabil werden [50]. Zur Einschränkung der Wellenauslenkungen in solchen Betriebssituationen werden zusätzliche Fanglager oder passive Dämpfer eingesetzt [14]. Zur Beherrschung der Stabilitätsprobleme wird in [14] statt passiver Dämpfer ein aktives Reluktanzmagnetlager eingesetzt um sowohl niederfrequente als auch hochfrequente Schwingungen zu reduzieren. Die eigentliche Lagerung der Welle erfolgt weiterhin mit Kugellagern.

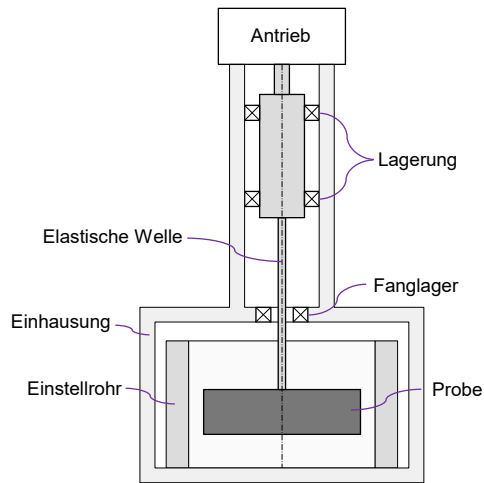


Abbildung 2.8: Aufbau eines Schleuderprüfstandes

Für Ermüdungsuntersuchungen, insbesondere, wenn viele Proben getestet werden sollen, hat diese Bauweise jedoch einige Nachteile:

- Die verwendeten Kugel- oder Gleitlager weisen Verschleiß auf, sodass sie gegebenenfalls mehrfach während eines Langzeit- bzw. Dauerlaufversuchs getauscht werden müssen, dies erhöht die Kosten und Dauer der Versuche.
- Um Torsionsschwingungen der dünnen Welle zu vermeiden, muss die Dynamik, mit der die Zyklen gefahren werden, eingeschränkt werden.
- Die zuvor beschriebenen Stabilitätsprobleme können, je nach Höhe der inneren Dämpfung der Probe und ihrer Anbindung, die erreichbare Drehzahl einschränken [14].

Eine Möglichkeit, diese Nachteile zu umgehen, ist es die Welle statt mit konventionellen Lagern vollständig mit aktive Magnetlager zu lagern. Durch diese können, wie bereits in [14] gezeigt, Rotorschwingungen aktiv beeinflusst und somit Stabilitätsprobleme vermieden werden. Die Magnetlagerung ist im Vergleich zur Rotorsteifigkeit weich ausführbar. Die ersten Eigenfrequenzen des Rotors mit der Probe sind dann niederfrequent, ohne dass ein hoch elastischer Wellenabschnitt benötigt wird. Die Welle kann also deutlich dicker ausgeführt werden. Da so die Torsionseigenfrequenz erhöht wird, können die Zyklen dynamischer gefahren werden. Des Weiteren ist die berührungslose Magnetlagerung verschleißfrei und bedarf somit keiner Wartung. Da auch keine Schmiermittel benötigt werden, sind Magnetlager für die Verwendung im Vakuum geeignet. Im Vergleich zu einer konventionellen Lagerung sind erhöhte Anschaffungskosten und zusätzlicher

Aufwand bei der Einstellung der Magnetlagerregelung von Nachteil. Werden ausreichend viele Proben getestet, können sich diese Investitionen lohnen.

2.4 Zwischenfazit

Bisher werden die Rotoren der KES aus mechanischer Sicht konservativ ausgelegt. Eine stärkere Ausnutzung der Festigkeit des FKV kann zu effizienteren KES mit höheren Energiedichten führen. Zur Steigerung der Materialausnutzung sind zyklische Festigkeitsuntersuchungen am FKV durchzuführen, um betriebsfeste Auslegungsgrenzen für die mechanischen Spannungen zu ermitteln. Die Grundfestigkeiten, wie Längszug-, Querdruck- und Querkzugfestigkeit, des FKV werden mit zum großen Teil normierten Versuchen an standardisierten Flachproben bestimmt. Diese Versuche werden mit einer hohen Frequenz und daher kurzen Gesamtprüfdauern durchgeführt, sodass das Testen vieler Proben möglich ist. Jedoch treten in den Rotoren der KES ein mehrachsiger Spannungszustand, spezielle Umgebungsbedingungen sowie variierende Lastraten und -amplituden auf. Auch stimmen der Verbundaufbau und die Lagendicke der standardisierten Flachproben nicht genau mit denen der KES-Rotoren überein. Um die Übertragbarkeit dieser Versuche auf die KES-Rotoren zu prüfen, sind daher zusätzliche Versuche erforderlich. Der Spannungszustand in den KES-Rotoren lässt sich am genauesten über das schnelle Drehen einer dickwandigen, zylindrischen Probe abbilden. Um die Lebensdauer eines KES zu simulieren werden in den Versuchen über 10^5 Zyklen durchfahren⁴. Zur statistischen Absicherung ist dies an möglichst vielen Proben durchzuführen. In konventionell gelagerten Schleuderprüfständen ist hierbei ein hoher Lagerverschleiß zu erwarten. Dieser wird umgangen, indem die Lagerung des Rotors mittels aktiver Magnetlager erfolgt. Durch diese können auch rotordynamische Instabilitäten verhindert werden. Magnetgelagerte Schleuderprüfstände sind nicht kommerziell erhältlich, weshalb die Entwicklung eines solchen Systems in dieser Arbeit betrachtet wird. Hierbei soll der Antrieb möglichst ohne Getriebe auskommen, um die Komplexität und den Verschleiß des Systems im Vergleich zu den Schleuderprüfständen weiter zu senken.

Magnetlager stellen eine entscheidende Komponente des Prüfstands dar, daher wird im folgenden Kapitel eine Einleitung zu ihrer Funktion, ihrem Aufbau und ihrer Regelung gegeben.

⁴ Wird angenommen, dass der KES zwanzig Jahre betrieben wird und jeden Tag 25 Ladezyklen durchläuft, ergeben sich bspw. insgesamt 183.000 Zyklen (vgl. Abschnitt 4.1).

3 Grundlagen aktiver Magnetlager

Magnetlager nutzen magnetische Felder, um ein Objekt kontaktlos zu lagern. Die Lagerung ist damit verschleißfrei, bei hohen Relativgeschwindigkeiten vergleichsweise verlustarm und benötigt keine Schmiermittel, weshalb sie besonders für Anwendungen im Vakuum geeignet ist. Allgemein können Magnetlager die Reluktanzkraft zwischen zwei Gebieten mit unterschiedlicher magnetischer Leitfähigkeit oder die Lorentzkraft eines Magnetfeldes auf einen stromdurchflossenen Leiter nutzen. Des Weiteren wird zwischen aktiven und passiven Magnetlagern unterschieden. Bei aktiven Magnetlagern wird die Kraft über einen elektrischen Erregerstrom geregelt. Bei passiven Magnetlagern werden die beteiligten Magnetfelder über Permanentmagnete erzeugt und können nicht beeinflusst werden. Als dritte Kategorie werden gewöhnlich supraleitende Magnetlager aufgeführt. [51]

Die folgenden Ausführungen beschränken sich auf aktive Reluktanz-Magnetlager, die von den aufgeführten Varianten die stärkste Verbreitung haben [51]. Um deren Funktionsweise zu erläutern, wird im folgenden Abschnitt für einen exemplarischen Aktor ein vereinfachtes Modell zur Berechnung seines magnetischen Feldes und der daraus resultierenden Kraft aufgestellt. Aus diesem werden anschließend Grundlagen über den Aufbau, die Ansteuerung und Regelung von Magnetlagern abgeleitet. Für weiterführende Betrachtungen sei unter anderem auf [51] und [52] verwiesen.

3.1 Berechnung quasistationärer magnetischer Felder

Ein Magnetfeld wird lokal über seine magnetische Flussdichte \vec{B} beschrieben. Magnetfelder sind quellenfrei, d.h. das Integral von \vec{B} über eine geschlossene Oberfläche ∂V ist Null:

$$\oint_{\partial V} \vec{B} d\vec{A} = 0. \quad (3.1)$$

Das Integral von \vec{B} über eine beliebige Fläche A_i ist der magnetische Fluss Φ_i :

$$\Phi_i = \iint_{A_i} \vec{B} d\vec{A}. \quad (3.2)$$

Setzt sich die geschlossene Oberfläche ∂V aus n Flächen A_i mit dem jeweiligen Fluss Φ_i zusammen, kann (3.1) umformuliert werden zu

$$\sum_{i=1}^n \Phi_i = 0. \quad (3.3)$$

Befindet sich Materie im Magnetfeld wird diese in Abhängigkeit ihrer molekularen Struktur das Feld in den meisten Fällen schwächen oder verstärken. Um dies zu beschreiben, wird die magnetische Feldstärke \vec{H} eingeführt, sodass

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r (\vec{H}) \vec{H} \quad (3.4)$$

mit $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}},$

wobei μ_0 die Permeabilität des Vakuums und μ_r die Permeabilitätszahl des Materials ist. Führt das Material zu einer deutlichen Verstärkung des Feldes ($\mu_r \gg 1$), spricht man von Ferromagnetismus. μ_r hängt hierbei allgemein vom aktuellen Wert von \vec{H} und, aufgrund der auftretenden Hysterese, auch vom vorherigen Verlauf von \vec{H} ab. Bei weichmagnetischen Materialien, wie sie als Kernmaterial für Elektromagnete verwendet werden, ist Hysterese für die Bestimmung der Flussdichte häufig vernachlässigbar.⁵ Luft verhält sich näherungsweise wie Vakuum ($\mu_r \approx 1$).

Der Zusammenhang zwischen einem magnetischen Feld und seinem Erregerstrom ergibt sich aus dem Durchflutungsgesetz. In der integralen Form besagt es, dass das Integral des elektrischen Stroms durch die Fläche A dem Integral der magnetischen Feldstärke entlang des Randes der Fläche ∂A entspricht. Elektrischer Strom setzt sich allgemein aus dem Konvektionsstrom, der vom elektrischen Feld hervorgerufen wird, und dem Verschiebungsstrom, der einer zeitlichen Änderung der elektrischen Flussdichte entspricht, zusammen. Da Verschiebungsströme bei den in dieser Arbeit betrachteten Materialien nur bei sehr hohen Frequenzen von Bedeutung sind, werden sie hier vernachlässigt und der elektrische Konvektionsstrom wird im Folgenden als (elektrischer) Strom bezeichnet. Wird das Durchflutungsgesetz auf einen Pfad angewandt, der N diskrete Leiter einschließt, in denen jeweils ein elektrischer Strom I_i fließt, ergibt sich

$$\sum_{i=1}^N I_i = \oint_{\partial A} \vec{H} d\vec{s}. \quad (3.5)$$

Sind die Leiter Teil einer gemeinsamen Spule, wird N als Windungszahl bezeichnet. Gleichung

⁵ Wird die Hysterese mit einer hohen Frequenz durchlaufen, können durch diese dennoch auch in weichmagnetischen Materialien nennenswerte Verluste entstehen (siehe Abschnitt 3.3).

(3.5) besagt, dass elektrischer Strom ein magnetisches Feld um die Leiter hervorruft. Die Rückwirkung des magnetischen Feldes auf die Leiter wird durch das Induktionsgesetz beschrieben, das besagt, dass die negative zeitliche Änderung des Integrals von \vec{B} über die Fläche A gleich der über dem Rand ∂A integrierten elektrischen Feldstärke ist. Das Integral der elektrischen Feldstärke über eine Strecke ist die elektrische Spannung U zwischen ihrem Start- und Endpunkt. Wird ∂A in n Abschnitte unterteilt, kann das Integral der elektrischen Feldstärke über ∂A dargestellt werden als die Summe der Spannungen U_i zwischen den jeweiligen Start- und Endpunkten der Abschnitte. Das Induktionsgesetz lässt sich somit darstellen als

$$\sum_{i=1}^n U_i = - \frac{\partial}{\partial t} \iint_A \vec{B} \, d\vec{A}, \quad (3.6)$$

wobei die n Abschnitte einen geschlossenen Pfad darstellen müssen. Gleichung (3.6) gilt hierbei nicht nur für die Erregerspule, sondern für jedes elektrisch leitfähige Material, das sich in einem zeitveränderlichen Magnetfeld befindet. Dies ist für elektromagnetische Aktoren von großer Bedeutung, da die meisten ferromagnetischen Materialien auch elektrisch leitfähig sind. In diesen werden durch die Magnetfeldänderung senkrecht zur Flussänderung elektrische Wirbelströme induziert. Diese Ströme erzeugen wiederum ein Magnetfeld, das der Änderung des Magnetfeldes entgegenwirkt. Dieser Effekt führt mit steigender Frequenz makroskopisch zu einer Verbreiterung der Hystereseschleife (vgl. Abschnitt 3.3) und damit zu erhöhten Verlusten sowie einer zusätzlichen Phasenverschiebung zwischen \vec{H} und \vec{B} . Elektromagnetische Aktoren werden daher aus dünnen, elektrisch isolierten Blechen oder anderen weichmagnetischen Verbundmaterialien aufgebaut, was die Bildung von Wirbelströmen stark einschränkt. In den folgenden Betrachtungen werden Wirbelströme daher zunächst vernachlässigt.

Um mit den Gleichungen (3.3), (3.5) und (3.6) ein analytisches Modell eines Reluktanzaktors herzuleiten, wird in dieser Arbeit die Netzwerkmethod e herangezogen. Bei dieser wird der Aktor entlang eines vordefinierten Flusspfades in Abschnitte unterteilt, denen dann jeweils gemittelte magnetische Eigenschaften zugewiesen werden. Dadurch ist es möglich ein Gleichungssystem aufzustellen, mit dessen Lösung der magnetische Fluss im Aktor bestimmt werden kann. Diese Methode erlaubt eine einfache Berechnung magnetischer Aktoren. Für das Aufstellen des Gleichungssystems muss jedoch der Gesamtflussverlauf und die Feldverteilung in den jeweiligen Abschnitten im Vorhinein abgeschätzt werden. Wie zutreffend diese Abschätzung ist, beeinträchtigt stark die Genauigkeit der Berechnungen. Für Detailuntersuchungen mit hoher Genauigkeitsanforderung sind daher andere Methoden, wie die Finite-Elemente-Analyse (FEA) oder die Randelementmethode, heranzuziehen. Von diesen ist eine FEA für Probleme mit vielen Grenzflächen, wie sie meist bei der Berechnung von elektromagnetischen Aktoren auftreten, aus numerischen Gesichtspunkten besser geeignet. [53]

Um die Anwendung der Netzwerkmethod zu verdeutlichen, wird nachfolgend beispielhaft ein analytisches Modell eines einfachen U-Magneten mit konstanter Tiefe h_p hergeleitet. Eine Schnittansicht des betrachteten U-Magneten zeigt Abbildung 3.1. Das U-förmige Joch des Elektromagneten mit der Erregerspule ist am Stator befestigt, während der Anker am Rotor befestigt ist. Zwischen dem Anker und den Schenkeln des Jochs ist ein Luftspalt, in dem eine Kraft erzeugt werden soll. Hierzu fließt durch jede der N Windungen der Spule der Strom I . Joch und Anker sind aus ferromagnetischem Material gefertigt, sodass sich das Magnetfeld hauptsächlich entlang dieser ausbreitet. Entsprechend wird ein Pfad angenommen, der durch das Joch, den oberen Luftspalt, den Anker und den unteren Luftspalt verläuft. Der den Abschnitten zugeordnete magnetische Fluss ist entsprechend Φ_J im Joch, Φ_L in den Luftspalten und Φ_A im Anker. Da der Fluss an den Schenkeln aus dem Joch aus- und wieder eintritt, werden diese auch als Pole und ihre Querschnittsfläche an der Außenseite zum Anker als Polfläche A_p bezeichnet. Bei Materialien mit hoher Permeabilität haben die Ecken nur einen geringen Einfluss auf die Berechnungen und werden vernachlässigt [54]. Neben diesem Hauptflusspfad wird ein weiterer Pfad angenommen, der über den Spulenfreiraum die beiden Schenkel des Jochs kurzschließt. Da der hierüber fließende magnetische Fluss nicht zur Krafterzeugung beiträgt, wird er als Streufluss Φ_{st} bezeichnet. In der Modellierung muss die Abzweigung an einem diskreten Punkt erfolgen, der die Gesamtlänge der Jochschenkel in einen Abschnitt der Länge $l_{JS,1}$ vor der Abzweigung und einen Abschnitt der Länge $l_{JS,2}$ nach der Abzweigung unterteilt. Hier wird der Abzweigungspunkt so gewählt, dass der Pfad über Joch und Streufluss die N Windungen der Spule vollständig einschließt. Dies vereinfacht die nachfolgende Modellierung.

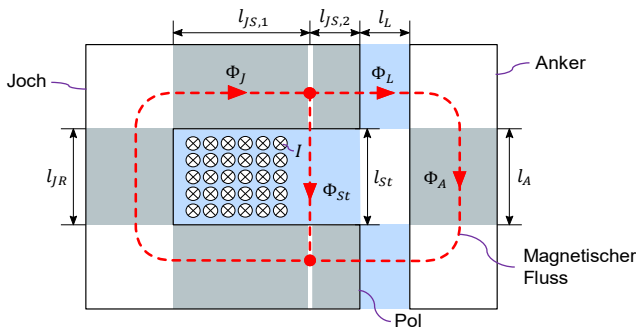


Abbildung 3.1: Magnetischer Kreis eines U-Magneten. Die im Modell in Anker und Joch berücksichtigten Abschnitte sind grau hervorgehoben, berücksichtigte Abschnitte in Luft sind blau hervorgehoben.

Unter den zuvor getroffenen Annahmen folgt aus (3.3), dass der magnetische Fluss in jedem Abschnitt des Pfades konstant ist und damit auch dass der Fluss nach der Abzweigung gleich den Flüssen in beiden Luftspalten und dem Anker ist ($\Phi_L = \Phi_A$). Entsprechend wurden hier, abgesehen

von Φ_L , auch keine separaten Variablen eingeführt. Die Anwendung von (3.3) auf ein kleines Volumen um den Abzweigungspunkt liefert

$$\Phi_J = \Phi_{St} + \Phi_A. \quad (3.7)$$

Wird des Weiteren vorausgesetzt, dass die Aktorquerschnittsfläche A_i abschnittsweise konstant ist, muss auch die mittlere magnetische Flussdichte B_i mit

$$B_i = \frac{1}{A_i} \iint_{A_i} \vec{B} d\vec{A} = \frac{\Phi_i}{A_i}, \quad (3.8)$$

abschnittsweise konstant sein, sofern die durchflossene Querschnittsfläche der Aktorquerschnittsfläche entspricht. Diese Annahme ist innerhalb des Jochs und Ankers gerechtfertigt, bei Luftspalten kommt es aber normalerweise zu einer Auffächerung des Feldes und damit zu einer positionsabhängigen Vergrößerung der Querschnittsfläche. Diese hat wiederum eine positionsabhängige Verringerung der mittleren Flussdichte zur Folge. Dies wird für die vereinfachten, analytischen Betrachtungen hier jedoch vernachlässigt und angenommen, dass die mittlere Flussdichte in den Luftspalten der in Anker und Joch entspricht. Wird weiter angenommen, dass $\mu_r(\vec{H})$ abschnittsweise konstant ist, ergibt sich die mittlere magnetische Feldstärke H_i zu

$$H_i = \frac{B_i}{\mu_0 \mu_{r,i}(H_i)}, \quad (3.9)$$

die somit auch abschnittsweise konstant ist. Das Durchflutungsgesetz in der vereinfachten Form (3.5) wird nun auf den Pfad durch Joch und Anker und den Pfad durch Joch und Streuflusspfad angewandt, wobei beide Pfade die N Windungen der Spule einschließen, durch die der Strom I fließt. Es folgt

$$\begin{aligned} IN &= H_{J,1}(2l_{JS,1} + l_{JR}) + 2H_{J,2}l_{JS,2} + 2H_L l_L + H_A l_A \\ IN &= H_{J,1}(2l_{JS,1} + l_{JR}) + H_{St} l_{St}, \end{aligned} \quad (3.10)$$

wobei $H_{J,1}$, $H_{J,2}$, H_A , H_L und H_{St} die magnetischen Feldstärken im Joch vor der Abzweigung, nach der Abzweigung, im Anker, im Luftspalt und im Streuflusspfad sind. Die entsprechenden Pfadlängen sind Abbildung 3.1 zu entnehmen. Im Streuflusspfad werden hierbei die Abschnitte, die in den Schenkeln verlaufen, vernachlässigt. Für die Luftspalte und den Streuflusspfad wird $\mu_{r,L} = \mu_{r,St} = 1$ angenommen. Durch das Einsetzen von (3.8) und (3.9) in (3.10) folgt

$$\begin{aligned}
IN &= \Phi_J R_{m,J}(H_{J,1}) + \Phi_L (2R_{m,L} + R_{m,A}(H_A, H_{J,2})), \\
IN &= \Phi_J R_{m,J}(H_{J,1}) + \Phi_{St} R_{m,St},
\end{aligned} \tag{3.11}$$

mit

$$\begin{aligned}
R_{m,J}(H_{J,1}) &= \frac{2l_{JS,1} + l_{JR}}{\mu_0 \mu_{r,J}(H_{J,1}) A_J}, & R_{m,L} &= \frac{l_L}{\mu_0 A_P}, \\
R_{m,A}(H_A, H_{J,2}) &= \frac{2l_{JS,2}}{\mu_0 \mu_{r,J}(H_{J,2}) A_J} + \frac{l_A}{\mu_0 \mu_{r,A}(H_A) A_A} & \text{und} & R_{m,St} = \frac{l_{St}}{\mu_0 A_{St}}.
\end{aligned}$$

$R_{m,i}$ ist der magnetische Widerstand bzw. die Reluktanz des jeweiligen Abschnittes. A_J und A_A sind jeweils die Querschnitte senkrecht zum magnetischen Fluss im Joch und im Anker. Die Querschnittsfläche des Streuflusses A_{St} wird mit

$$A_{St} = (l_{JS,1} + l_{JS,2}) h_P \tag{3.12}$$

abgeschätzt. Die Abschnitte im Joch nach der Abzweigung des Streuflusses sind in $R_{m,A}$ dem Anker zugerechnet. Mit (3.7) und (3.11) können die magnetischen Flüsse im Aktor bestimmt werden. Da die Reluktanzen in Joch und Anker jedoch von der jeweiligen Feldstärke abhängen, handelt es sich hierbei um ein nichtlineares Gleichungssystem, das allgemein numerisch gelöst werden muss. Da gewöhnlich $\mu_{r,J} \gg 1$, $\mu_{r,A} \gg 1$ und $l_{St} \gg l_L$ gilt in den meisten Fällen

$$R_{m,St} \gg R_{m,L} \gg R_{m,J} \geq R_{m,A}.$$

Φ_{St} ist somit häufig klein und Φ_J und Φ_A werden von $R_{m,L}$ dominiert. Fehler in der Berechnung von $R_{m,J}$ und $R_{m,A}$ haben entsprechend nur einen geringen Einfluss auf den berechneten Fluss in Joch und Anker. Daher ist es häufig zulässig $\mu_{r,J}$ und $\mu_{r,A}$ als konstant anzunehmen, sofern das Material nicht in Sättigung gerät (siehe Abschnitt 3.3). Die Abhängigkeit der Reluktanz von der magnetischen Feldstärke entfällt damit und (3.7) und (3.11) stellen ein lineares Gleichungssystem mit der Lösung

$$\begin{aligned}
\Phi_J &= \frac{NI}{R_{m,gesJ}} \\
\text{mit } R_{m,gesJ} &= \frac{(2R_{m,L} + R_{m,A})(R_{m,St} + R_{m,J}) + R_{m,St} R_{m,J}}{2R_{m,L} + R_{m,A} + R_{m,St}}
\end{aligned} \tag{3.13}$$

und

$$\Phi_L = \Phi_A = \frac{NI}{R_{m,gesA}} \quad (3.14)$$

$$\text{mit } R_{m,gesA} = \frac{(2R_{m,L} + R_{m,A})(R_{m,St} + R_{m,J}) + R_{m,St}R_{m,J}}{R_{m,St}}$$

dar.

3.2 Ansteuerung aktiver Magnetlager

Zur Bestimmung der auf den Anker wirkenden Kraft \vec{F}_L wird davon ausgegangen, dass der magnetische Fluss senkrecht zur Oberfläche des Ankers, also parallel zu deren Oberflächennormalen \vec{n} , verläuft. \vec{F}_L ergibt sich unter dieser Annahme zu (vgl. [53])

$$\vec{F}_L = \frac{1}{2\mu_0} \oint_{\partial V_A} (\vec{B}\vec{n})^2 \vec{n} dA, \quad (3.15)$$

wobei vorausgesetzt ist, dass $\mu_{r,A} \gg 1$ ist. ∂V_A ist hierbei die Oberfläche eines Volumens, dass den Anker einschließt, wobei ∂V_A aber vollständig in Luft verläuft. Die Oberflächen dieses Volumens und des Ankers sind dabei parallel. Wie zuvor wird angenommen, dass der magnetische Fluss nur an den beiden auf den Anker projizierten Polflächen in den Anker ein- und austritt (vgl. Abbildung 3.1). \vec{F}_L setzt sich dann aus den Reluktanzkräften beider Luftspalte zusammen. Ist der magnetische Fluss homogen über A_p gilt [53]

$$\vec{F}_L = \frac{\Phi_L^2}{\mu_0 A_p} \vec{n}, \quad (3.16)$$

wobei \vec{F}_L in Richtung des Luftspaltes zeigt. Eine Kraft gleicher Amplitude aber umgedrehter Richtung wirkt auch auf das Joch. Zur Übersichtlichkeit wird im Folgenden auf die Kennzeichnung räumlicher Vektoren verzichtet, sofern diese eindeutig sind.

Nach (3.14) steigt Φ_L bei konstantem I wenn l_L und damit $R_{m,L}$ kleiner wird. Die Kraft nach (3.16) wirkt jedoch immer in Richtung des Luftspaltes und versucht diesen zu verkleinern. Aufgrund dieser instabilen Charakteristik werden Reluktanz-Magnetlager aktiv geregelt. Hierfür wird die Position des zu stabilisierenden Objektes (Anker bzw. Rotor) relativ zum Aktorjoch gemessen und in Abhängigkeit dieser der Aktorstrom oder die Aktorspannung angepasst [51]. Die Regelung kann

analog aufgebaut werden, wird aber, wegen der deutlich höheren Flexibilität [55], fast ausschließlich digital implementiert. Zum Stellen des Stroms bzw. der Spannung wird ein Verstärker benötigt. Hier können Analogverstärker eingesetzt werden, Schaltverstärker sind wegen ihrer höheren Effizienz aber gebräuchlicher [51]. In Schaltverstärkern wird der geforderte Strom häufig über Pulsweitenmodulation (PWM) eingeregelt. In der einfachsten Ausführung wird bei der PWM die Dauer variiert, in der eine konstante positive oder negative Spannung an die Spule angelegt wird, was zu einem Ansteigen oder Fallen des Spulenstroms führt. Die Verluste im Verstärker sind dabei deutlich geringer als bei einem Analogverstärker. Nachteilig bei diesem Verfahren ist jedoch, dass das Schalten aufgrund der teilweise schnellen Spannungsänderung von über 1 kV/μs elektromagnetische Störungen verursachen kann. Auch wird dem gewünschten Stromverlauf ein hochfrequenter, dreiecksförmiger Strom, der sogenannte Stromrippel, überlagert, der zusätzliche Ummagnetisierungsverluste im Aktor verursacht (vgl. Abschnitt 5.1.1).

Auch mit einer entsprechenden Regelung kann der Aktor aus Abbildung 3.1 nur Kraft in Richtung des Luftspaltes aufbringen. Um auch Kräfte in die Gegenrichtung erzeugen zu können, müssen zusätzliche Pole auf der gegenüberliegenden Seite des Ankers angebracht werden. Zur Stabilisierung eines Rotors in einer Ebene senkrecht zur Rotationsachse werden mindesten drei am Umfang verteilte Pole benötigt. Insbesondere bei größeren Systemen werden häufig aber mehr Pole verwendet, bspw. 16 Pole in [56]. Bei der in dieser Arbeit betrachteten Systemgröße sind radiale Magnetlager mit acht Polen stark verbreitet.

Neben der Amplitude der Kraft ist für den Betrieb auch wichtig, wie schnell das Lager auf Störungen reagieren kann. Die zeitliche Ableitung von (3.16) liefert mit der Kraftanstiegsgeschwindigkeit

$$\frac{dF_L}{dt} = \frac{2\Phi_L}{\mu_0 A_P} \frac{d\Phi_L}{dt} \quad (3.17)$$

ein Maß dafür, wie schnell der Aktor seine Kraft anpassen kann. Die Kraftdynamik nach (3.17) und die Kraftamplitude nach (3.16) sind somit über Φ_L gekoppelt. Befindet sich der Anker störungsfrei in Ruhe, muss über die Regelung sichergestellt werden, dass $F_L = 0$ gilt. Nach (3.16) muss daher $\Phi_L = 0$ sein. Da die zeitliche Flussänderung durch die maximale Erregerspannung beschränkt (vgl. (3.6)) und damit endlich ist, folgt aus (3.17), dass in der störungsfreien Ruhelage auch die Kraftanstiegsgeschwindigkeit Null wird. Wirkt in diesem Zustand eine Störung auf den Anker, kann der Aktor nur sehr langsam darauf reagieren. Alternativ muss die Regelung die Störung überkompensieren, um die Dynamik zu erreichen. Beides führt dazu, dass das Aktorverhalten um die Ruhelage störanfällig ist und eine hohe Stellaktivität erfordert [57–60]. Zur Verbesserung des Aktorverhaltens wird dem magnetischen Fluss $\Phi_{L,S}$, der zur Positionsregelung benötigt wird, ein Vormagnetisierungsfluss (engl. Bias) $\Phi_{L,B}$ überlagert ($\Phi_L = \Phi_{L,S} + \Phi_{L,B}$), sodass der Aktor immer eine von Null verschiedene Kraftanstiegsgeschwindigkeit aufweist. Die durch $\Phi_{L,B}$ erzeugte

Kraft muss von einem gegenüberliegenden Pol kompensiert werden, sodass in der Ruhelage mit $\Phi_L = \Phi_{L,B}$ die resultierende Kraft auf den Anker Null ist.

Bei Lagern mit einer geraden Anzahl an Polen größer als vier, kann ein Lager so aufgebaut werden, dass immer zwei Pole als Polpaar näherungsweise unabhängig von den anderen Polpaaren angesteuert werden können. Bei einer geraden Anzahl an Polpaaren größer als drei können immer zwei Polpaare gegenüberliegend angeordnet und gegenläufig angesteuert werden. Sind alle Polpaare gleich aufgebaut, erlaubt dies eine einfache Realisierung der Vormagnetisierung, in dem beide Polpaare mit dem gleichen Vormagnetisierungsstrom I_B beaufschlagt werden. Zum Erzeugen einer gewünschten Kraft wird dann der Strom in dem in Kraftrichtung liegenden Polpaar um den Steuerstrom I_S erhöht und im gegenüberliegenden Polpaar um I_S reduziert. Neben der Erhöhung der Aktordynamik wird mit dieser Ansteuerung das Aktorverhalten teilweise linearisiert. Dies kann gezeigt werden, indem die Taylorreihe der Kraft gebildet wird. Hierfür werden zwei gleiche Aktoren nach Abbildung 3.1 betrachtet, wobei der zweite um 180° versetzt zum ersten angebracht ist. In der Mittellage sei der Luftspalt in beiden Aktoren gleich l_{L0} . Wird der Anker nun um x in Richtung des ersten Aktors bewegt, vergrößert sich der Luftspalt für den zweiten Aktor ($l_{L-} = l_{L0} + x$) und verkleinert sich für den ersten ($l_{L+} = l_{L0} - x$). Der in die definierte Bewegungsrichtung liegende erste Aktor wird in dieser Arbeit als positiver (+) Aktor bezeichnet. Der gegenüberliegende zweite Aktor wird als negativer (-) Aktor bezeichnet. Wie bereits erläutert, wird beiden Aktoren der Vormagnetisierungsstrom I_B eingeprägt. Soll eine Kraft gestellt werden, wird diesem im positiven Aktor der Steuerstrom I_S aufaddiert ($I_+ = I_B + I_S$) und beim negativen subtrahiert ($I_- = I_B - I_S$). Zunächst wird der Luftspalt als fest angesehen und die Taylorreihe um $I_S = 0$ gebildet. Wird weiterhin angenommen, dass μ_r konstant ist, kann die Kraft-Strom-Charakteristik exakt als Polynom zweiter Ordnung dargestellt werden. Die Kraft des positiven Aktors ergibt sich aus

$$F_{x+}(I_S, x = 0) = \frac{N^2}{\mu_0 A_P R_{m,gesA}^2} (I_B^2 + 2I_B I_S + I_S^2) \quad (3.18)$$

und die des negativen Aktors aus

$$F_{x-}(I_S, x = 0) = \frac{-N^2}{\mu_0 A_P R_{m,gesA}^2} (I_B^2 - 2I_B I_S + I_S^2). \quad (3.19)$$

Die aus der Überlagerung der beiden Kräfte resultierende Kraft F_x ist bei konstantem I_B und μ_r sowie $x = 0$ linear abhängig von I_S

$$F_x(I_S, x = 0) = F_{x+}(I_S, x = 0) + F_{x-}(I_S, x = 0) = k_I I_S \quad (3.20)$$

$$\text{mit } k_I = \frac{4N^2 I_B}{\mu_0 A_P R_{m,gesA}^2}.$$

Werden zusätzlich Rotorauslenkungen um $x = 0$ berücksichtigt, kompensieren sich nur die Terme gerader Ordnung. Neben einer linearen Abhängigkeit von F_x von x , treten auch Terme dritter und höherer ungerader Ordnung auf, die auch Kopplungen zwischen I_S und x beinhalten, wie in (3.21) ersichtlich. Hierbei sind $R_{m,L}$ und $R_{m,gesA}$ die Reluktanzen für $x = 0$.

$$\begin{aligned} F_x &= F_{x+} + F_{x-} = k_I I_S - k_x x + \\ &\frac{8N^2 I_B^2}{\mu_0 A_P} \left(\frac{8\zeta^3}{R_{m,gesA}^5} \left(\frac{x}{l_{L0}} \right)^3 + \frac{6\zeta^2}{R_{m,gesA}^4} \frac{I_S}{I_B} \left(\frac{x}{l_{L0}} \right)^2 + \frac{\zeta}{R_{m,gesA}^3} \left(\frac{I_S}{I_B} \right)^2 \frac{x}{l_{L0}} \right) + O(5) \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\text{mit } \zeta = \frac{(R_{m,St} + R_{m,J})R_{m,L}}{R_{m,St}} \quad \text{und} \quad k_x = -\frac{8(R_{m,St} + R_{m,J})N^2 I_B^2}{\mu_0^2 A_P^2 R_{m,St} R_{m,gesA}^3}$$

Für $x \ll l_{L0}$ kann dennoch in guter Näherung

$$F_x \approx k_I I_S - k_x x \quad (3.22)$$

angenommen werden, wodurch die lineare Regelungstheorie für den Entwurf der Magnetlagerregelung herangezogen werden kann. Kommt es jedoch im Betrieb insbesondere zu großen Auslenkungen ($x \approx l_{L0}$), wird sich der Aktor nichtlinear verhalten (vgl. (3.21)). Bei einem Entwurf des Reglers mittels linearer Regelungstheorie müssen entweder große Auslenkungen verhindert werden oder die Nichtlinearität muss als Modellunsicherheit in der Auslegung berücksichtigt werden. Andernfalls kann die Stabilität des Reglers nicht gewährleistet werden.

Die Überlagerung von I_B und I_S kann entweder durch eine Differenzansteuerung oder eine Differenzwicklung erfolgen. Bei der Differenzansteuerung wird die Überlagerung im Magnetlagerverstärker durchgeführt und der überlagerte Strom ausgegeben [57]. Bei der Differenzwicklung wird eine separate Vormagnetisierungsspule für I_B und eine Steuerspule für I_S vorgesehen, die für die Addition gleichsinnig und für die Subtraktion gegensinnig gewickelt sind [61]. Wird ein Aktor so ausgelegt, dass er bei dem maximalen Strom der Magnetlagerendstufe eine definierte Kraft erzeugen soll, muss bei einer Differenzansteuerung die doppelte Anzahl Windungen vorgesehen werden wie bei einer Differenzwicklung, da bei einer Differenzansteuerung I_B und I_S von dem gleichen Endstufenkanal gestellt werden. Da der insgesamt gestellte Strom aber auch nur halb so groß ist, sind die Ohm'schen Verluste bei einer Vollaussteuerung mit maximalem Strom bei Differenzwicklung und Differenzansteuerung gleich. Für den häufiger vorkommenden Zustand mit $I_S \approx 0$ sind

die Ohm'schen Verluste bei der Differenzansteuerung jedoch nur halb so groß wie die der Differenzwicklung. Ein weiterer Vorteil der Differenzansteuerung ist ihre höhere Flexibilität in der Ansteuerung. Bei der Differenzwicklung muss immer $|I_s| \leq I_B$ sein, bei der Differenzansteuerung ist dies jedoch nicht zwingend erforderlich. Bspw. kann ein Polpaar vollständig abgeschaltet werden und das gegenüberliegende übersteuert werden, um besonders hohe Kräfte stellen zu können oder die Vormagnetisierung bei gleicher Maximalkraft zu reduzieren. Hierfür sind dann jedoch nichtlineare Regelungsansätze notwendig (vgl. Abschnitt 3.4). Ein weiterer Unterschied ergibt sich aus der für die Ansteuerung erforderlichen minimale Endstufenstruktur. Bei der Differenzansteuerung wird gewöhnlich für jedes Polpaar eine Vollbrücke verwendet. Bei einem achtpoligen Lager also vier. Bei einer geeigneten Verschaltung der Spulen reichen jedoch auch drei Halbbrücken aus, um zwei [62] oder drei Polpaare [63] gemeinsam anzusteuern. Bei der Differenzwicklung wird für jede Steuerspule eine Vollbrücke und für I_B eine Konstantstromquelle benötigt. Die Vormagnetisierungsspulen können in Reihe geschaltet werden, sodass für ein achtpoliges Lager zwei Vollbrücken und eine Konstantstromquelle benötigt werden.

3.3 Verluste in Magnetlagern

Die aus dem Betrieb der Magnetlager resultierenden Verluste sind hauptsächlich Ohm'sche Verluste in den Spulen, auch Kupferverluste genannt, und Verluste, die durch zeitliche Änderung der magnetischen Flussdichte hervorgerufen werden, die daher als Ummagnetisierungs- oder Eisenverluste bezeichnet werden. Eisenverluste sind primär die bereits genannten Hysterese- und Wirbelstromverluste.

3.3.1 Kupferverluste

Die Verlustleistung $P_{V,Cu}$ durch den Strom I in einer Spule mit dem Ohm'schen Widerstand R_{el} ergibt sich bei Vernachlässigung von Stromverdrängung zu

$$P_{V,Cu} = R_{el} I^2. \quad (3.23)$$

Unter Verwendung einer Differenzansteuerung setzt sich I aus I_s und I_B zusammen. Bei einer Differenzwicklung treten die Verluste entsprechend in getrennten Spulen auf. $P_{V,Cu}$ verringert die Effizienz der Magnetlager und trägt zur Erwärmung des Stators bei. Daher sollten R_{el} , I_B und I_s möglichst klein sein. R_{el} kann durch die Wahl eines großen Leiterquerschnittes klein gehalten werden, doch führt dies auch zu großen Aktoren, die häufig eine hohe Windungszahl und damit eine geringere Dynamik aufweisen. Eine Minimierung von I_s ist zum einen bei der Auslegung der Regelung zu berücksichtigen (vgl. Abschnitt 3.4), zum anderen sollten Störungen möglichst klein gehalten werden. Bei magnetgelagerten Rotoren können unter anderem Störungen in Form von Sensorrauschen, der Gewichtskraft des Rotors, eventuellen Prozesskräften und der Unwucht des

Rotors entstehen. Die Unwucht, die draus resultiert, dass der Rotor nicht um seine Schwereachse gedreht wird, kann bspw. durch ein präzises Wuchten des Rotors verringert werden [50]. Eine ausführliche Darstellung von Störungen und entsprechenden Gegenmaßnahmen ist in [64] zu finden. Da im Betrieb der Verlustanteil aus I_B in $P_{V,Cu}$ normalerweise dominiert, zielen viele Methoden zur Effizienzsteigerung in Magnetlagern auf eine Minimierung von I_B ab. Um ohne oder mit geringem I_B dennoch entsprechende Kraft- und Dynamikanforderungen zu erfüllen, werden zur Regelung hier nichtlineare Regelungsansätze verwendet (vgl. Abschnitt 3.4). Statt mit I_B ist auch eine leistungslose Vormagnetisierung mittels Permanentmagneten möglich. Die aus I_B resultierenden Ohm'schen Verluste entfallen und die energetische Effizienz der Lager wird deutlich gesteigert. Verschiedene Umsetzungen sind bspw. in [26, 29, 52, 65, 66] zu finden. Hierbei ist zu berücksichtigen, dass Permanentmagnete eine geringe Permeabilität aufweisen ($\mu_r \approx 1$), sodass ihre Platzierung im Steuerflusspfad dessen Reluktanz deutlich erhöhen kann. Für die Reduzierung der rotorseitigen Verluste ist eine flexible Anpassung des Vormagnetisierungsflusses wünschenswert, was mit einer permanentmagnetischen Vormagnetisierung nur durch eine Kompensation mit dem Steuerstrom möglich ist. Dies schränkt jedoch die Amplitude des Steuerstroms ein.

3.3.2 Entstehung und Charakteristika von Eisenverlusten

Während sich Kupferverluste auf den Stator beschränken, treten Eisenverluste auch auf dem Rotor auf. Da ein magnetgelagerter Rotor häufig thermisch schlecht angebunden ist, können Verluste hier besonders kritisch sein und zu einem Überhitzen des Rotors führen. Eisenverluste entstehen aus der Interaktion eines zeitveränderlichen magnetischen Feldes mit einem ferromagnetischen oder elektrisch leitenden Material.

Kristalline, ferromagnetische Materialien besitzen auf atomarer Ebene magnetische Momente, die bereichsweise gleich ausgerichtet sind. Bereiche gleicher Ausrichtung werden Weiss-Bezirke oder Domänen genannt. Am Übergang zwischen zwei Domänen, der sogenannten Blochwand, geht die Magnetisierungsrichtung kontinuierlich von der der einen zu der der anderen Domäne über. Ohne äußeres Feld ist die Ausrichtung der Domänen im ursprünglichen Zustand untereinander stochastisch verteilt, sodass das Material nach außen nicht magnetisch wirkt. Wird nun ein äußeres magnetisches Feld \vec{H} eingebracht und kontinuierlich erhöht, beginnen sich die Elementarmagnete nach dem äußeren Feld auszurichten und \vec{B} steigt. Dies geschieht zunächst durch die Vergrößerung von nach \vec{H} ausgerichteten Domänen aufgrund der Verschiebung der Blochwände. Der Prozess ist reversibel, bis die Blochwand an eine Fehlstelle im Kristall gelangt. An dieser ist die Blochwand lokal fixiert bis \vec{H} ausreichend erhöht wurde, um sie zu überwinden. Wird die Fehlstelle überwunden, führt dies zu einer impulsartigen Erhöhung von \vec{B} . Bei hohen Feldstärken klappen schließlich ganze Domänen in Richtung von \vec{H} um. Beide Effekte führen dazu, dass sich bei einer kontinuierlichen Erhöhung von \vec{H} \vec{B} in kleinen Sprüngen erhöht. Jede impulsartige Veränderung von \vec{B} führt

zu einem kurzen Wirbelstromimpuls und entsprechenden Verlusten im Material [67]. Die Ummagnetisierung weist Hysterese auf. Entsprechende Mechanismen existieren auch in amorphen und elektrisch nichtleitfähigen Materialien. [67, 68]

Wird \vec{H} soweit vergrößert, dass die Flussdichte im Material \vec{B} die Sättigungsflussdichte B_{sat} erreicht, sind alle Domänen grob nach \vec{H} ausgerichtet und eine weitere Erhöhung von \vec{B} erfolgt durch ein reversibles Drehen der Domänen. Es tritt keine Hysterese mehr auf und die Zunahme von \vec{B} ist nur noch sehr gering. Wird nun \vec{H} wieder auf Null verringert, bleibt aufgrund der verlustbehafteten Prozesse die Remanenzflussdichte B_R erhalten. Um diese zu kompensieren, muss die Koerzitivfeldstärke H_c in die Gegenrichtung aufgebracht werden. Ist bei einem Material $H_c > 10 \text{ kA/m}$ gilt dieses als hartmagnetisch. Nach einer Aufmagnetisierung werden hartmagnetische Materialien als Permanentmagnete eingesetzt. Ist hingegen $H_c < 500 \text{ A/m}$ (bzw. $H_c < 1000 \text{ A/m}$ nach [68]) gilt das Material als weichmagnetisch. Weichmagnetische Materialien, die geringe Hysterese zeigen, werden zum Leiten magnetischer Felder verwendet. [53]

Mit H_c verkleinert sich der Einfluss der Hysterese auf den magnetischen Fluss. In der Berechnung des magnetischen Flusses in weichmagnetischen Materialien wird Hysterese daher häufig vernachlässigt (vgl. Abschnitt 3.1). In thermischen Betrachtungen von magnetgelagerten Systemen im Vakuum, können aber kleine Verluste bereits einen großen Einfluss haben, weshalb Ummagnetisierungsverluste bei der Verlustberechnung zu berücksichtigen sind. Die bei einer vollständigen Ummagnetisierung auftretenden volumenbezogenen, energetischen Verluste entsprechen der von der Hysteresekurve eingeschlossenen Fläche. Wird die Kurve mit der Amplitude \hat{B} und der Frequenz ω durchfahren, ergibt sich somit im ummagnetisierten Volumen V_{Fe} die Verlustleistung $P_{V,Fe}$ zu

$$P_{V,Fe} = \frac{\omega}{2\pi} \int_{V_{Fe}} \oint_{\vec{B}} \vec{H} d\vec{B} dV. \quad (3.24)$$

Die bei einer quasi-statischen ($\omega \rightarrow 0$) Ummagnetisierung auftretenden Verluste werden häufig als Hystereseverluste $P_{V,Fe,h}$ bezeichnet. Ist \vec{B} homogen in V_{Fe} , kann $P_{V,Fe,h}$ in Anlehnung an [69], mit dem materialspezifischen Verlustfaktor $k_{V,h,v}$ in der Form

$$P_{V,Fe,h} = k_{V,h,v} \frac{\omega}{2\pi} \hat{B}^\alpha V_{Fe} \quad (3.25)$$

angegeben werden, wobei α allgemein von der Form der Hysteresekurve abhängt [67].

Beispielhafte Hysteresekurven bei Erregerfrequenzen von 0,1 Hz und 1 Hz sind in Abbildung 3.2 dargestellt. Beide wurden an einer Vollmaterial-Ringprobe aus dem Stahl X14CrMoS17 gemessen und verlaufen von der positiven zur negativen Sättigung und zurück. Bei der niederfrequenten Kurve ist ein deutliches Abflachen ab ca. 0,8 T zu sehen. B_{sat} liegt bei etwa 1,25 T und H_c ist etwa

600 A/m. X14CrMoS17 wäre nach [53] somit als magnetisch halbhart einzustufen. Hierbei ist jedoch zu berücksichtigen, dass die Ringprobe, an der die Messungen durchgeführt wurden, zerspanend bearbeitet wurde. Durch die hierdurch eingebrachten Eigenspannungen wird H_c normalerweise erhöht [53]. Durch eine thermische Behandlung zum Entfernen der Eigenspannungen, kann H_c wieder reduziert werden.

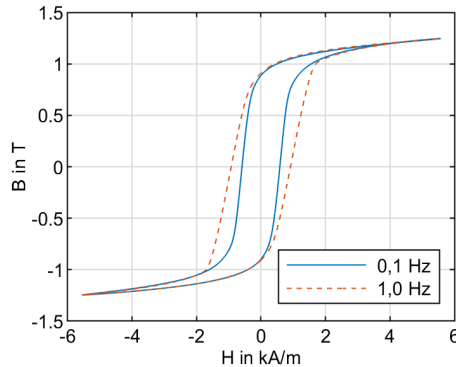


Abbildung 3.2: Hysteresekurven bei einer Erregungsfrequenz von 0,1 Hz und 1,0 Hz; gemessen an einer Vollmaterial-Ringprobe aus X14CrMoS17

Eine weitere Ursache für ein erhöhtes H_c kann in der Ausbildung von Wirbelströmen liegen. Der Vergleich mit der zweiten Kurve verdeutlicht den starken Einfluss bereits kleiner Erregerfrequenzen auf den Verlauf der Hysteresekurve bei elektrisch leitendem Vollmaterial. Die von der Kurve umschlossene Fläche ist bei 1 Hz bereits deutlich größer als bei 0,1 Hz. Die zusätzlichen Verluste sind auf Wirbelströme im Material zurückzuführen. Die Gesamtverluste setzen sich somit aus den quasi-statischen Hystereseverlusten nach (3.25) und Wirbelstromverlusten zusammen. Da Wirbelströme ein magnetisches Feld hervorrufen, das dem Erregerfeld entgegen gerichtet ist, führen sie auch zu einer Verminderung des Anstiegs von \vec{B} und damit zu Verringerung der Permeabilität. Bei höheren Frequenzen verstärkt sich der Effekt, sodass die maximale Erregeramplitude gegebenenfalls nicht mehr ausreicht, um die gewünschte Flussdichte zu erreichen.

Um den Einfluss von Wirbelströmen zu reduzieren, muss die spezifische elektrische Leitfähigkeit κ des durchflossenen Körpers möglichst klein sein. Bei Eisen kann κ durch die Legierung mit Silizium reduziert werden. Dies resultiert jedoch auch in einer geringeren Sättigungsflussdichte und macht das Metall spröde, daher ist dies nur in geringem Umfang sinnvoll möglich [70]. Zusätzlich werden daher konstruktive Maßnahmen zur Wirbelstromunterdrückung durchgeführt. Eine Möglichkeit ist, Aktoren aus dünnen, elektrisch isolierten Blechen aufzubauen. Die Bleche müssen in Richtung des äußeren Feldes verlaufen, damit ihre Isolierung die senkrecht zur Flussänderung verlaufenden Wirbelstrompfade unterbrechen bzw. auf den Blechquerschnitt beschränken kann.

Wird dies vorausgesetzt und angenommen, dass die Bleche perfekt elektrisch isoliert sind und μ_r sowie κ homogen im Blech sind, ergibt sich die durch die Wirbelströme verursachte Verlustleistung $P_{V,Fe,w}$ im ummagnetisierten Volumen V_{Fe} zu [71]

$$P_{V,Fe,w} = \frac{\kappa h_{Bl}^2}{24} \omega^2 \hat{B}^2 V_{Fe} k_{FV} \quad (3.26)$$

mit $k_{FV} = \frac{3}{h_{Bl}\beta} \frac{\sinh(h_{Bl}\beta) - \sin(h_{Bl}\beta)}{\cosh(h_{Bl}\beta) - \cos(h_{Bl}\beta)}$ und $\beta = \sqrt{\frac{\kappa\mu_0\mu_r\omega}{2}}$,

wobei h_{Bl} die Blechdicke, ω die Ummagnetisierungsfrequenz und \hat{B} die Amplitude von \vec{B} ist. Der Faktor k_{FV} berücksichtigt die durch die Wirbelströme verursachte Verdrängung des Feldes aus der Blechmitte, wobei β den Kehrwert der Eindringtiefe darstellt. Die Eindringtiefe wiederum beschreibt die Tiefe im Blech, bei der die Amplitude des magnetischen Feldes durch die Wirbelströme auf ihren e^{-1} -Anteil abgefallen ist. Für niedrige Frequenzen $\omega < \omega_G$ mit $h_{Bl}\beta < 2$, für die also die Eindringtiefe größer als die halbe Blechdicke ist, kann die Feldverdrängung vernachlässigt werden [68] und (3.26) vereinfacht sich zu

$$P_{V,Fe,w} \approx \frac{\kappa h_{Bl}^2}{24} \omega^2 \hat{B}^2 V_{Fe} \quad \text{für } \omega < \omega_G = \frac{8}{\kappa\mu_0\mu_r h_{Bl}^2}. \quad (3.27)$$

Hier gilt somit $P_{V,Fe,w} \sim h_{Bl}^2 \omega^2$. Folglich steigt $P_{V,Fe,w}$ quadratisch mit h_{Bl} , weshalb zur Reduzierung der Wirbelstromverluste möglichst dünne Bleche verwendet werden sollten. Bei hohen Frequenzen mit $h_{Bl}\beta > 6$ ist (3.26) näherungsweise

$$P_{V,Fe,w} \approx \frac{h_{Bl}}{4} \sqrt{\frac{\kappa}{2\mu_0\mu_r}} \omega^{1.5} \hat{B}^2 V_{Fe} \quad \text{für } \omega > 9\omega_G \quad (3.28)$$

und folglich ist $P_{V,Fe,w} \sim h_{Bl} \omega^{1.5}$ [71]. Durch die Feldverdrängung wird somit die Abhängigkeit der Verluste von ω und h_{Bl} abgeschwächt.

Da Bleche Wirbelströme nur dann vermindern können, wenn der magnetische Fluss parallel zu ihnen verläuft, ist eine dreidimensionale Flussführung mit Blechen nicht sinnvoll umsetzbar. Hier können pulverförmige, weichmagnetische Verbundmaterialien (englisch: Soft Magnetic Composite, SMC) verwendet werden. Hierbei handelt es sich um ferromagnetisches Pulver dessen Partikel mit einem Isolier- und Bindematerial beschichtet sind. Das Pulver wird in eine gewünschte Form gepresst und verbacken. Das Bindematerial bildet eine feste Struktur aus, wobei die Isolierung der Partikel untereinander aber größtenteils erhalten bleibt. Das Bauteil hat näherungsweise isotrope Eigenschaften und kann entsprechend zur dreidimensionalen Flussführung verwendet werden

[72]. Die mechanische Festigkeit von Bauteilen aus SMC ist jedoch vergleichsweise gering, was bspw. ihre Anwendung auf Rotoren stark einschränkt. Des Weiteren stellen die Isolierschichten zwischen den einzelnen Partikeln aus magnetischer Sicht Luftspalte dar, sodass SMC generell eine geringere Permeabilität und Sättigungsflussdichte als Bleche aufweist [73]. Im Vergleich zu Blechen zeigt SMC meist einen geringen Wirbelstromeinfluss aber höhere quasi-statische Hysterese-verluste, entsprechend lohnt sich der Einsatz von SMC gegenüber Blechen bei mittleren bis hohen Stellfrequenzen (500 Hz bis 1 MHz) oder wenn eine dreidimensionale Flussführung notwendig ist [74].

Als dritte Möglichkeit können weichmagnetische Ferrite verwendet werden. Diese auf Eisenoxid basierenden Keramiken besitzen eine sehr geringe elektrische Leitfähigkeit, sodass sich in ihnen selbst bei sehr hohen Frequenzen nahezu keine Wirbelströme ausbilden. Sie können daher auch bei Frequenzen über 10 MHz eingesetzt werden [74]. Da sie ferrimagnetisch sind, besitzen sie jedoch eine vergleichsweise geringe Sättigungsflussdichte (bis 0,5 T) [74] und sind als Keramik hart und spröde [53]. Da ihre geringe Sättigungsflussdichte zu vergleichsweise großen Aktoren führt und die Fertigung von Prototypen durch Schleifen sehr kostspielig ist, werden Ferrite in dieser Arbeit nicht weiter berücksichtigt.

3.3.3 Berechnung von Eisenverlusten

Zur Berechnung der Eisenverluste $P_{V,Fe}$ wird in [75] basierend auf diversen Verlustmessreihen an Elektroblechen bei monofrequenter, sinusförmiger Anregung eine Zerlegung der Verluste auf drei Anteile vorgeschlagen. Neben den Verlusten $P_{V,Fe,h}$ die bei einer quasi-statischen Ummagnetisierung nach (3.25) auftreten und den Wirbelstromverlusten $P_{V,Fe,w}$ nach (3.27), wurde eine zusätzlicher Verlustanteil $P_{V,Fe,aw} \sim \omega^{1,5} \hat{B}^{1,5}$ identifiziert. Für kristalline Werkstoffe können diese Zusatzverluste auf Wirbelstromkonzentration an sich bewegendenden Blochwänden zurückgeführt werden [67], weswegen sie auch als anormale Wirbelstromverluste bezeichnet werden und wie $P_{V,Fe,w}$ auch von der elektrischen Leitfähigkeit der Bleche κ abhängen. Die Gesamtverlustleistung der Ummagnetisierung ergibt sich nach [67] zu

$$P_{V,Fe} = P_{V,Fe,h} + P_{V,Fe,w} + P_{V,Fe,aw} \quad (3.29)$$

$$\text{mit } P_{V,Fe,aw} = k_{V,aw,v} \sqrt{\kappa} \left(\frac{\omega}{2\pi} \right)^{1,5} \hat{B}^{1,5} V_{Fe}.$$

Der materialspezifische Koeffizient $k_{V,aw,v}$ der anormalen Wirbelstromverluste sowie $k_{V,h,v}$ und allgemein auch κ und α in $P_{V,Fe,h}$ müssen anhand von Messungen bestimmt werden. In Anlehnung an [75] wird meistens $\alpha = 2$ angenommen. Des Weiteren werden häufig die materialspezifischen Parameter jedes Verlustanteils zusammengefasst und durch die Dichte des magnetischen Materials geteilt. $P_{V,Fe}$ wird also relativ zur ummagnetisierten Masse m_{Fe} angegeben mit

$$\frac{P_{V,Fe}}{m_{Fe}} = k_{V,h} \frac{\omega}{2\pi} \hat{B}^2 + k_{V,w} \left(\frac{\omega}{2\pi} \right)^2 \hat{B}^2 + k_{V,aw} \left(\frac{\omega}{2\pi} \right)^{1,5} \hat{B}^{1,5}. \quad (3.30)$$

Gleichungen (3.26) bis (3.30) gelten nur bei sinusförmiger Erregung. Für eine Verlustberechnung mit (3.30) bei einer abweichenden periodischen Erregung, kann diese als Fourier-Reihe dargestellt und (3.30) für jede Frequenzkomponente einzeln ausgewertet werden. Die Gesamtverluste ergeben sich schließlich aus der Summe der verschiedenen Verlustkomponenten. Die Bestimmung der Koeffizienten $k_{V,h}$, $k_{V,w}$ und $k_{V,aw}$ in (3.30) erfolgt anhand von Verlustmessungen. Für Blechstreifen werden diese Messungen nach EN 60404-2 [76] an einem Epsteinrahmen mit grafitfreien Blechen bei einer Umgebungstemperatur von 22,5°C bis 23,5°C durchgeführt. Die Bleche werden nach ihrer Herstellung gewöhnlich thermisch behandelt, um die Ummagnetisierungsverluste zu reduzieren. Nach einer mechanischen Bearbeitung und dem Einbau der Bleche kann ihr Zustand jedoch deutlich von diesem abweichen. In der Praxis treten so deutlich höhere Verluste auf als sie eine Berechnung nach (3.30) mittels der aus den Messungen nach [76] bestimmten Koeffizienten vorhersagt [77]. Bspw. erschweren Eigenspannungen bei einer Ummagnetisierung das Ausrichten der Domänen und erhöhen somit $P_{V,Fe,h}$, teilweise auch $P_{V,Fe,aw}$, und verringern die Permeabilität [70]. In den Blechen werden Eigenspannungen unter anderem durch das Stanzen oder Laserschneiden der Bleche hervorgerufen [78]. Wie stark der Einfluss der Bearbeitung auf die Verluste ist, hängt unter anderem von der Anzahl der Schnittkanten, den Blechabmessungen und der Legierung des Blechs ab [79–81]. Beim Stanzen spielt auch der Werkzeugverschleiß eine große Rolle [81]. Werden Bleche in einen anderen Körper eingepresst oder auf eine Welle aufgeschraubt, können auch die hierdurch entstehenden Spannungen $P_{V,Fe,h}$ erhöhen [79]. Auch $P_{V,Fe,w}$ kann sich einbaubedingt ändern. Gleichung (3.27) gilt nur, wenn sich die Wirbelströme auf das Innere der Bleche beschränken. Sollte die Blechisolierung beschädigt oder die Bleche über andere Wege elektrisch leitend verbunden sein, können Wirbelstrompfade über mehrere Bleche oder sogar den gesamten Aktorquerschnitt reichen und damit deutlich höhere Verluste entstehen. Die Verbindung der Bleche kann über Kontakt an Stanzgraten, durch das Paketieren der Bleche über Schweißnähte oder eine Stanzverbindung sowie über einen Kontakt zum Gehäuse erfolgen [70]. Neben diesen mechanischen Änderungen hat auch die Temperatur der Bleche einen Einfluss auf die Verluste. Mit steigender Temperatur sinkt die elektrische Leitfähigkeit der Bleche [82], was nach (3.26) und (3.29) zu einer Reduktion von $P_{V,Fe,w}$ und $P_{V,Fe,aw}$ führt. Eine erhöhte Blechtemperatur vereinfacht auch das Ausrichten der magnetischen Domänen, sodass mit steigender Temperatur auch $P_{V,Fe,h}$ reduziert wird [82]. Da viele dieser Einflüsse in der Anwendung nicht oder nur schwer vorhergesagt werden können, werden Korrekturfaktoren verwendet. Für Hysterese ist dieser üblicherweise ca. 1,5 und für Wirbelströme in gestanzten Blechen zwischen 1,5 und 2,5 [77].

Gleichung (3.29) ist in [75] mit Messungen an Blechen belegt. Jedoch folgen $P_{V,Fe,h}$ und $P_{V,Fe,aw}$ aus Prozessen in den magnetischen Domänen, sind also nur vom lokalen Zustand des Materials

abhängig. Die Berechnung von $P_{V,Fe,aw}$ mit (3.27) gilt nur für Bleche, doch können entsprechende Berechnungsvorschriften auch für Wirbelströme in kugelförmigen oder zylindrischen Geometrien hergeleitet werden, in denen auch $P_{V,Fe,w} \sim \hat{B}^2 \omega^2$ gilt [83]. Daher ist davon auszugehen, dass (3.30) auch zur Berechnung von $P_{V,Fe}$ in SMC verwendbar ist, solange sich Wirbelströme auf einzelne Partikel beschränken. $k_{V,h}$, $k_{V,w}$ und $k_{V,wa}$ müssen hierfür entsprechend auch durch Verlustmessungen an Proben des jeweiligen Materials bestimmt werden. Wie bei Blechen können sich die Verlustkoeffizienten eines Materials bei der Verarbeitung ändern. Bspw. hängen die Ummagnetisierungsverluste, aber auch die Permeabilität, die maximale Flussdichte und die mechanische Festigkeit von SMC-Bauteilen vom verwendeten Pressdruck und der Wärmebehandlung ab [73, 83]. Besitzt die Isolierung der Partikel einen geringen elektrischen Widerstand oder wurde sie mechanisch oder thermisch beschädigt, bilden sich partikelübergreifende Wirbelstrompfade aus. Ist dies der Fall, hängt $P_{V,Fe,w}$ in einem gewissen Maße von der Gesamtgeometrie des Aktors ab [83, 84]. Zur Verlustberechnung in SMC werden daher Abschätzungen verwendet, die auch die Abmessungen des Bauteils einbeziehen (siehe bspw. [85]).

3.3.4 Reduktion der Eisenverluste

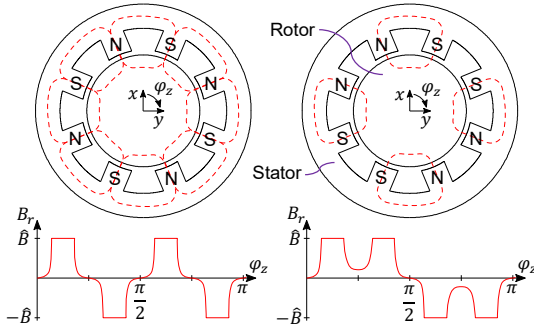
Änderungen der magnetischen Flussdichte resultieren primär aus der Drehung des Rotors, der Stellaktivität des Lagers und, bei Verwendung eines Schaltverstärkers, aus dem Stromrippel. Zur Reduktion des letzteren kann ein Tiefpassfilter eingesetzt werden. Wie auch zur Reduzierung von $P_{V,Cu}$ sind unnötige Stellaktivitäten des Lagers durch eine geeignete Regelung und äußere Störungen wo möglich zu vermeiden (vgl. Abschnitt 3.4).

Durch die Drehung des Rotors bewegt sich ein rotorfestes Volumenelement durch die Felder des Magnetlagers hindurch und wird dabei ummagnetisiert. Wie stark die Ummagnetisierung ist, hängt dabei vom Aufbau des Lagers und der Höhe der Flussdichte, insbesondere der Vormagnetisierung, ab. Zur Minimierung der rotorseitigen Verluste sollte die Vormagnetisierung also möglichst klein sein, unabhängig davon, ob sie durch einen Strom oder Permanentmagnete erzeugt wird. Hierzu können nichtlineare Regelungsansätze ohne oder mit reduzierter Vormagnetisierung sinnvoll sein (vgl. Abschnitt 3.4).

Der Aufbau eines radialen Magnetlagers kann generell so gewählt werden, dass die magnetischen Flüsse der Polpaare senkrecht oder parallel zur Rotationsachse verlaufen (siehe Abbildung 3.3). Bei der senkrechten Anordnung liegen die Nord- und Südpole in einer gemeinsamen Ebene senkrecht zur Rotationsachse und man spricht von einer heteropolaren Bauweise. Bei der parallelen Anordnung können die Polpaare so angesteuert werden, dass nur gleichnamige Pole in einer Ebene senkrecht zur Rotationsachse liegen. Dies wird als homopolare Bauweise bezeichnet. In Abbildung 3.3a sind beispielhaft zwei achtpolige Heteropolarlager dargestellt. Der Rotor dreht mit dem Winkel φ_z um die z -Achse. Das linke Lager wird so angesteuert, dass sich am Statorinnendurchmesser die Polsequenz NSNSNSNS einstellt und beim rechten entsprechend NNSNNSS. Die erste

Ansteuerung ermöglicht eine höhere Materialausnutzung und damit kleinere Aktoren, die zweite Ansteuerung lässt die zuvor besprochene Zerlegung des Magnetlagers in vier unabhängige Polpaare zu, was die Regelung des Lagers vereinfacht. Unter den Lagern ist jeweils schematisch die Änderung der Radialkomponente des magnetischen Flusses B_r in einem Punkt auf der Rotoroberfläche bei einer halben Drehung dargestellt. Für eine Verlustberechnung mit (3.30) muss $B_r(\varphi_z)$ als Fourier-Reihe dargestellt werden. Bei NSNSNSNS dominiert die vierte Drehzahlharmonische die Verluste, wohingegen bei NNSSNNSS sich ein Großteil der Verluste auf die zweite, sechste und zehnte Drehzahlharmonische verteilen (vgl. Abschnitt 5.2) [86]. In experimentellen Untersuchungen in [87] und [88] traten bei NNSSNNSS geringere Verluste als bei NSNSNSNS auf, wobei die Unterschiede von Drehzahl und Flussdichte abhängen. In [86] wird durch Simulationen gezeigt, dass bei hohen Drehzahlen die Verluste von NNSSNNSS die Verluste von NSNSNSNS übersteigen können, wobei die Grenzdrehzahl in dem speziellen Fall bei 29.000 U/min liegt. In allen drei Studien sind die Unterschiede in den Verlusten kleiner als 20 %. Die in Abbildung 3.3b dargestellte homopolare Bauweise kann im Vergleich zur heteropolaren hingegen zu deutlich höheren Verlustreduktionen führen [89]. Während bei der heteropolaren Bauweise B_r bei jedem bzw. jedem zweiten Pol die Richtung wechselt, ist bei der homopolaren Bauweise die Richtung von B_r immer gleich. Die aus der Rotordrehung resultierenden Ummagnetisierungsverluste sind entsprechend gering, weshalb diese Bauart insbesondere für KES interessant ist [7, 26, 32]. Abhängig von der genauen Geometrie des Lagers fällt B_r zwischen zwei Polen mehr oder weniger stark ab. Durch eine geschickte Gestaltung der Polgeometrie, insbesondere der Polübergänge, können hier die Rotationsverluste auf wenige Watt reduziert werden [4, 33, 34]. Wie in Abbildung 3.3b zu sehen, weist der magnetische Fluss im Rotor eine radiale und eine axiale Komponente auf, weshalb eine Blechung des Rotors nur schwer möglich ist. Die Magnetlager der KES in [4, 16, 32] sind daher aus SMC aufgebaut. Da bei der Außenläuferbauweise die aus der Rotation resultierenden mechanischen Spannungen hauptsächlich vom FKV getragen werden, stellt hier die geringe mechanische Festigkeit von SMC kein Problem dar. Anders ist dies bei Innenläufersystemen. Hier erschwert die geringe Festigkeit einen Einsatz von SMC auf dem Rotor bei hohen Drehzahlen. Zwischen Homo- und Heteropolarlagern existieren Mischformen, bei denen bspw. der Steuerfluss heteropolar und der Vormagnetisierungsfluss homopolar aufgebracht wird. So ist es möglich eine permanentmagnetische Vormagnetisierung zu erzeugen, ohne dass der Permanentmagnet mit seiner geringen Permeabilität im Steuerflusspfad liegt (siehe bspw. [29, 66, 90]).

a



b

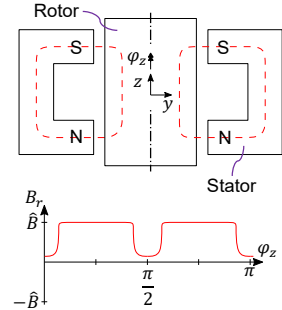


Abbildung 3.3: Magnetlagerbauweisen und die jeweilige Änderung der magnetischen Flussdichte an der Rotoroberfläche bei einer halben Umdrehung; a heteropolare Magnetlager mit Polesequenz NSNS und NNSS; b homopolares Magnetlager

3.4 Regelung aktiver Magnetlager

Die aktive Regelung von Reluktanzmagnetlagern ist notwendig, um ihre instabile Kraftcharakteristik zu kompensieren. Dies bietet jedoch auch die Möglichkeit das Verhalten des Rotors aktiv zu beeinflussen, um bspw. Schwingungen infolge äußerer Störeregungen zu dämpfen. Im folgenden Abschnitt werden verschiedene Regelgrundstrukturen, die wichtigsten Ziele bei der Reglerauslegung und gebräuchliche Regler für magnetgelagerte Systeme dargestellt. Für tiefergehende Betrachtungen zur allgemeinen Regelungstheorie sei auf [51, 91–94] verwiesen.

3.4.1 Regelgrundstruktur

Für die Regelung des Magnetlagers ist entweder die Rückführung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt des Lagers oder die der Rotorposition und ihrer zeitlichen Änderung notwendig [95]. Da der Luftspalt häufig zu klein ist, um darin bspw. einen Hallsensor vorzusehen, wird meist die Rotorposition zum Regeln verwendet. Diese muss hierfür gemessen werden. Zur Bestimmung ihrer zeitlichen Änderung können Geschwindigkeitssensoren verwendet werden [14, 57], meistens wird sie aber über eine numerische Differentiation der gemessenen Position oder über einen Beobachter berechnet. Die einfachste realisierbare Regelung von zwei Polpaaren in Differenzanordnung ist daher ein PD-Regler, wenn als Regelgröße die Position und als Stellgröße der Strom betrachtet werden. Eine numerische Differentiation verstärkt hochfrequentes Rauschen, weshalb hier zusätzlich eine Tiefpassfilterung eingesetzt wird.

In einem realen System passt der Magnetlagerverstärker die Spannung an und der Strom stellt sich entsprechend den Eigenschaften des elektrischen Kreises ein, die primär durch die Induktivität der Spule und ihren Ohm'schen Widerstand bestimmt sind. Neben der Position wird daher bei einem Magnetlager meistens auch der Strom gemessen und geregelt. Eine mögliche Gesamtreglerstruktur ist dann eine Kaskadierung aus Positions- und Stromregler, wobei im Positionsregler die Berechnung eines Sollstroms erfolgt, der dann vom untergeordneten Stromregler eingeregelt wird. Besteht der elektrische Kreis nur aus der Induktivität und dem Ohm'schen Widerstand der Spule, ist dieser nicht schwingungsfähig und ein P- oder PI-Regler ist meist ausreichend, um ein gutes Folgeverhalten zu erzielen. Läuft die Stromregelung deutlich schneller als die Positionsregelung, kann für die Positionsregelung der Strom als Stellgröße betrachtet werden. Statt der Aufteilung in Positions- und Stromregler, ist es auch möglich die Spannung als Stellgröße des Positionsreglers zu wählen. In der Reglerauslegung muss dann die Dynamik des elektrischen Kreises mitberücksichtigt werden. Des Weiteren kann der magnetische Fluss als Stellgröße betrachtet werden [59, 96]. Da im magnetischen Fluss die Materialnichtlinearität des Aktors enthalten ist, erlaubt dies eine Linearisierung des Aktorverhaltens bei großen Auslenkungen und Strömen. Besteht die Möglichkeit einer Messung des Flusses, kann dieser direkt zur Regelung verwendet werden [95], andernfalls muss aus dem vom Positionsregler berechneten Sollfluss der Sollstrom für einen untergeordneten Stromregler in Abhängigkeit der Rotorposition berechnet werden. Zuletzt kann auch die Aktorkraft als Stellgröße angesehen werden [57, 97, 98]. Da in der Kraft alle Nichtlinearitäten des Aktors enthalten sind, erlaubt dies auch bei einer niedrigen oder verschwindenden Vormagnetisierung eine lineare Betrachtung des Aktorverhaltens. Eine direkte Messung der Aktorkraft ist normalerweise nicht möglich, sodass hier eine nichtlineare, positionsabhängige Umrechnung auf den Strom notwendig ist. Dieses Vorgehen wird auch als externe Linearisierung bezeichnet [57].

Um einen Rotor zu lagern, werden gewöhnlich zwei radiale Magnetlager verwendet. Diese können unabhängig voneinander, also dezentral, oder zusammen, also zentral, geregelt werden [99]. Beide Strukturen sind in Abbildung 3.4 am Beispiel der Lagerung eines Rotors mittels homopolaren Magnetlagern mit Differenzansteuerung veranschaulicht. Das Messen und Regeln des Stroms wird in dem Beispiel vom Verstärker übernommen und ist nicht dargestellt. Des Weiteren ist nur die Regelung in x -Richtung gezeigt. Die gleiche Struktur wird entsprechend für die Regelung in y -Richtung benötigt. Die Regelung der axialen z -Richtung, die in Abbildung 3.4 ebenfalls nicht dargestellt ist, erfolgt meist unabhängig von den radialen Richtungen. Bei der dezentralen, radialen Positionsregelung wird zur Berechnung des Steuerstroms des linken Lagers in x -Richtung $I_{s,1}$ nur die Auslenkung des Rotors an diesem Lager x_1 verwendet. Entsprechend wird $I_{s,2}$ aus x_2 bestimmt. In der Reglerauslegung werden folglich zwei getrennte Systeme betrachtet, die jeweils nur einen Eingang und einen Ausgang (engl.: Single Input Single Output, SISO) besitzen. Die Stellaktivität des einen Lagers stellt eine Störgröße in der Regelung des anderen Lagers dar. Da keine Kopplun-

gen berücksichtigt werden, ist eine SISO-Reglerstruktur meist einfach zu implementieren und modellieren. Wird bspw. als Regler jeweils ein PD-Regler verwendet, ist eine vereinfachte Betrachtung des geregelten Lagers als Parallelschaltung aus einer Feder und einem Dämpfer möglich [51]. Eine dezentrale PD- oder PID-Reglung lässt sich häufig manuell einstellen, was bei komplexeren Reglerstrukturen meist nicht möglich ist. Treten im Betrieb nennenswerte Verformungen des Rotors auf oder zeigt der Rotor starkes gyroskopisches Verhalten⁶, ist eine dezentrale Regelung häufig nicht ausreichend, um den Rotor zu stabilisieren oder die gewünschte Performance zu erreichen. Hier wird eine zentrale Regelung verwendet. Bei der zentralen Regelung in Abbildung 3.4b wird sowohl x_1 als auch x_2 zur Berechnung von $I_{s,1}$ sowie $I_{s,2}$ verwendet, so ist es möglich, rotordynamische Kopplungen in der Regelung zu berücksichtigen. Bei der Reglerauslegung müssen hier mehrere Eingänge und mehrere Ausgänge (engl.: Multiple Input Multiple Output, MIMO) berücksichtigt werden, was diese erschwert. Bspw. ist der Entwurf eines MIMO-Reglers anhand einer Wurzelortskurve oder eines Bode-Diagramms kaum durchführbar [91]. Eine Ausnahme ergibt sich, wenn eine Entkopplung der Regelgrößen möglich ist. Bei einem starren magnetgelagerten Rotor können die gemessenen Rotorauslenkungen x_1 und x_2 umgerechnet werden auf die Verkipfung und die Auslenkung des Rotors im Schwerpunkt. Diese beiden Größen sind unabhängig voneinander und können somit entkoppelt von zwei SISO-Reglern geregelt werden (siehe [51]). Die Ausgangsgröße des Verkipfungsreglers stellt ein Moment und die des Auslenkungsreglers eine Kraft dar. Aus beiden werden dann mit Modellen der Magnetlager (bspw. (3.22)) die geforderten Ströme $I_{s,1}$ und $I_{s,2}$ berechnet.

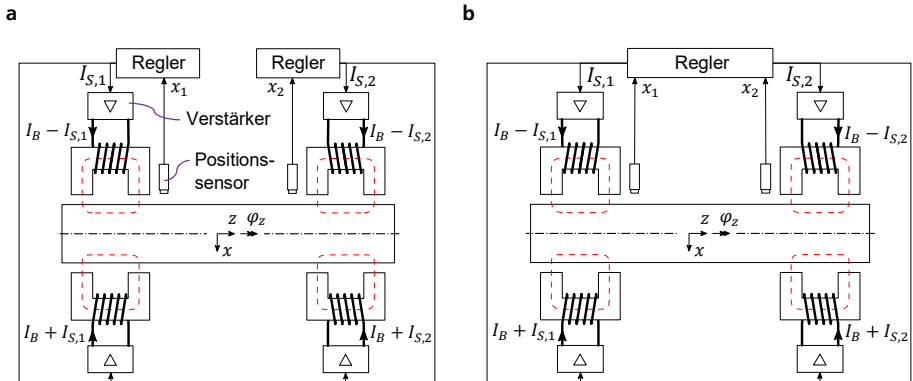


Abbildung 3.4: Positionsregler der radialen Magnetlager einer radialen Richtung bei Differenzansteuerung; a mit dezentraler Positionsregelung; b mit zentraler Positionsregelung

⁶ Der Einfluss der Gyroskopie wird in Abschnitt 4.6 beschrieben, eine ausführliche Darstellung ist bspw. in [100] zu finden.

3.4.2 Ziele bei der Reglerauslegung

Die wichtigste Anforderung an eine Regelung ist, dass das geregelte System stabil ist. Dafür muss durch die Regelung zunächst die negative Steifigkeit der Magnetlager kompensiert werden. Des Weiteren ist sicherzustellen, dass die Auslenkungen schwach gedämpfter Eigenformen des Rotors unter einer tolerierbaren Schranke bleiben. Hierfür müssen die Eigenformen entweder aktiv von den Lagern gedämpft werden oder die Verstärkung der Magnetlagerregelung muss im Frequenzbereich der entsprechenden Eigenfrequenz so weit abgefallen sein, dass die Eigenform nicht vom Magnetlager destabilisiert wird [58]. Letzteres ist nur möglich, wenn die Eigenform nicht aufgrund anderer Störquellen, wie bspw. der Unwucht, aufschwingt. Als weitere Forderung muss der Regler robust gegen Parameteränderungen und, bei einem modellbasierten Reglerentwurf, gegen Modellunsicherheiten sein. Auch werden gewöhnlich Anforderungen an die Sollwertfolge und Dynamik gestellt. Die Differenz zwischen Soll- und Istwert, die Regelabweichung, muss schnell und mit geringem Überspringen reduziert werden, wobei die stationäre Abweichung möglichst klein sein soll. Aus thermischen Gründen sowie zur Minimierung des Energieaufwands sollte die Stellaktivität des Aktors dabei möglichst niedrig sein. Auch ist zu verhindern, dass der Aktor an seine Stellgrößenbeschränkung kommt.

Um die Ziele der Reglerauslegung mathematisch zu beschreiben, wird der in Abbildung 3.5 gezeigte lineare MIMO-Regelkreis betrachtet (vgl. [94]), wobei sich die folgenden Darstellungen auf den Frequenzbereich und rationale Übertragungsfunktionen beschränken. In dem gezeigten Regelkreis ist $\mathcal{P}(s)$ die Übertragungsfunktionsmatrix der zu regelnden Strecke und $\mathcal{C}(s)$ die Übertragungsfunktionsmatrix des Reglers. Bei einem magnetgelagerten Rotor beinhaltet $\mathcal{P}(s)$ das mechanische Verhalten von Rotor und Stator sowie, je nach Definition der Ein- und Ausgänge, das Übertragungsverhalten der Endstufe, des Aktors und der Sensoren. Der Vektor \mathbf{r} beinhaltet die Sollwerte und \mathbf{e} die Regelabweichungen. Bei einem Magnetlager beziehen sich diese meist auf die Rotorposition und, wenn die Stromregelung mitbetrachtet wird, den Strom. Bei den im Vektor \mathbf{u} zusammengefassten Stellgrößen kann es sich je nach Modellierung um die Spannung, den Strom, den magnetischen Fluss oder die Aktorkraft handeln. Im Vektor \mathbf{y} werden verschiedene Ausgangsgrößen des Gesamtsystems zusammengefasst. Hierbei kann es sich zum Beispiel um die realen Rotorauslenkungen handeln. Die Vektoren \mathbf{d}_1 , \mathbf{d}_2 und \mathbf{n} beinhalten Störgrößen des Systems. \mathbf{d}_1 fasst verschiedene Eingangsstörungen zusammen. Dies können externe Kräfte auf Stator und Rotor, interne Kräfte, wie die Unwucht des Rotors oder Prozesskräfte, aber auch Störungen im elektrischen Kreis sein. Über \mathbf{d}_1 können des Weiteren multiplikative Modellunsicherheiten berücksichtigt werden. Viele Eingangsstörungen können auch als Ausgangsstörungen in \mathbf{d}_2 berücksichtigt werden. Primär dient \mathbf{d}_2 aber dazu, additive und multiplikative Modellunsicherheiten abzubilden. Der Vektor \mathbf{n} bildet Sensorrauschen ab, das im Gegensatz zu \mathbf{d}_2 nicht direkt die Ausgangsgrößen \mathbf{y} beeinträchtigt.

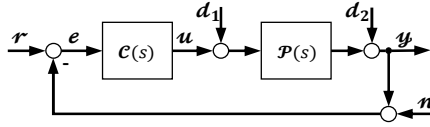


Abbildung 3.5: Standardregelkreis

Damit das System Eingangs-Ausgangs-stabil ist, müssen alle Pole des Regelkreises, die über

$$\det(\mathbf{I} + \mathbf{P}(s)\mathbf{C}(s)) = 0 \quad (3.31)$$

bestimmt werden, einen negativen Realteil haben [91]. \mathbf{I} ist hierbei eine Einheitsmatrix entsprechender Dimension.

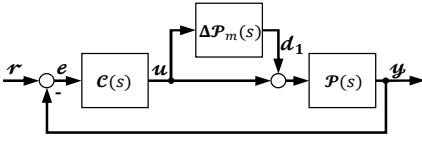
Ein Maß für die Empfindlichkeit der geregelten Strecke gegen Störungen ergibt sich aus der Empfindlichkeitsübertragungsfunktionsmatrix \mathbf{S} mit

$$\mathbf{S}(s) = (\mathbf{I} + \mathbf{P}(s)\mathbf{C}(s))^{-1}. \quad (3.32)$$

Diese stellt die unter anderem Übertragungsfunktionen von \mathbf{n} zu $\mathbf{y} + \mathbf{n}$ sowie von \mathbf{d}_2 zu \mathbf{y} dar. Aus \mathbf{S} kann folglich bestimmt werden, wie hoch die Unsicherheit der Verstärkung zwischen dem Ausgang der Strecke und dem Regler sein darf, damit das System stabil bleibt. Je niedriger die Amplitudenverstärkungen bzw. Beträge der einzelnen Übertragungsfunktionen in \mathbf{S} sind, um so robuster ist das System gegen Ausgangsstörungen. In ISO 14839-3 [101] ist die Messung der Diagonalelemente von \mathbf{S} zur Bestimmung der Robustheit kommerzieller magnetgelagerter Systeme vorgeschrieben. Die Kopplungsübertragungsfunktionen werden hierbei vernachlässigt. Ein System gilt nach [101] als geeignet für einen Langzeitbetrieb, wenn der maximale Betrag der Diagonalelemente von \mathbf{S} unter 12 dB liegt. Für einen Kurzzeitbetrieb muss sie sich unter 14 dB befinden, während sie bei neuen Maschinen meist unter 9,5 dB liegt [101].

Unsicherheiten in der Modellierung, wie bspw. durch Parameteränderungen oder vernachlässigte hochfrequente Dynamiken, können in der Reglerauslegung unter anderem über unstrukturierte Modellunsicherheiten berücksichtigt werden. Generell existieren verschiedene Möglichkeiten, diese im Regelkreis zu integrieren [102, 103]. Gebräuchlich sind die multiplikative Unsicherheit $\Delta\mathbf{P}_m$ nach Abbildung 3.6a und die additive Unsicherheit $\Delta\mathbf{P}_a$ nach Abbildung 3.6b. Die multiplikative Unsicherheit kann abweichend zu Abbildung 3.6a auch nach \mathbf{P} eingeführt werden. Der Eingang von $\Delta\mathbf{P}_m$ ist dann \mathbf{y} und der Ausgang \mathbf{d}_2 .

a



b

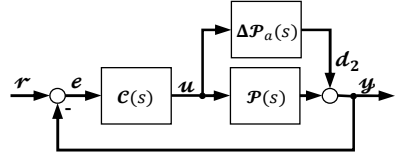


Abbildung 3.6: Berücksichtigung von Modellunsicherheiten im Reglerentwurf; a Multiplikativer Modellfehler; b Additiver Modellfehler

Für $\Delta \mathcal{P}_a$ und $\Delta \mathcal{P}_m$ muss jeweils eine obere Schranke $\Delta \tilde{\mathcal{P}}_a$ bzw. $\Delta \tilde{\mathcal{P}}_m$ gefunden werden, mit der

$$\|\Delta \mathcal{P}_a(s)\| \leq \Delta \tilde{\mathcal{P}}_a(s) \quad (3.33)$$

$$\text{bzw. } \|\Delta \mathcal{P}_m(s)\| \leq \Delta \tilde{\mathcal{P}}_m(s)$$

gilt, wobei $\|\cdot\|$ eine Matrixnorm ist. Der geschlossene Regelkreis ohne die Unsicherheiten sowie $\Delta \tilde{\mathcal{P}}_a$ bzw. $\Delta \tilde{\mathcal{P}}_m$ seien stabil und die offene Strecke sei nicht sprungfähig. Es lässt sich zeigen, dass dann das System mit $\Delta \mathcal{P}_m$ stabil bleibt solange

$$\Delta \tilde{\mathcal{P}}_m(j\omega) < \|\mathcal{G}_{ud_1}(j\omega)\|^{-1} \quad \text{für alle } \omega \quad (3.34)$$

$$\text{mit } \mathcal{G}_{ud_1}(s) = -\mathcal{C}(s)\mathcal{P}(s) (\mathbf{I} + \mathcal{C}(s)\mathcal{P}(s))^{-1}$$

gilt („Small Gain Theorem“ siehe bspw. [91]). \mathcal{G}_{ud_1} ist die Übertragungsfunktionsmatrix von \mathbf{d}_1 zu \mathbf{u} . In gleicher Weise behält das System seine Stabilität mit $\Delta \mathcal{P}_a$ sofern

$$\Delta \tilde{\mathcal{P}}_a(j\omega) < \|\mathcal{G}_{ud_2}(j\omega)\|^{-1} \quad \text{für alle } \omega \quad (3.35)$$

$$\text{mit } \mathcal{G}_{ud_2}(s) = -\mathcal{C}(s) (\mathbf{I} + \mathcal{C}(s)\mathcal{P}(s))^{-1}$$

gilt. \mathcal{G}_{ud_2} ist hierbei die Übertragungsfunktionsmatrix von \mathbf{d}_2 zu \mathbf{u} . Um die Robustheit gegen Modellunsicherheiten zu bewerten, müssen folglich $\Delta \mathcal{P}_a$ oder $\Delta \mathcal{P}_m$ nicht explizit in das Modell integriert werden. Es ist ausreichend $\|\mathcal{G}_{ud_1}(j\omega)\|$ bzw. $\|\mathcal{G}_{ud_2}(j\omega)\|$ zu bestimmen und diese mit der jeweiligen oberen Schranke der Unsicherheit zu vergleichen. [91]

Die Beurteilung des Folgeverhaltens des Reglers erfolgt anhand der Übertragungsfunktionen von \mathbf{r} zu \mathbf{y} . Diese werden in der komplementären Empfindlichkeitsübertragungsfunktionsmatrix \mathcal{T} zusammengefasst, die sich aus

$$\mathcal{T}(s) = (\mathcal{I} + \mathcal{P}(s)\mathcal{C}(s))^{-1}\mathcal{P}(s)\mathcal{C}(s) \quad (3.36)$$

ergibt. Für ein gutes Folgeverhalten müssen die Beträge von \mathcal{T} möglichst Eins sein. $-\mathcal{T}$ ist aber auch die Übertragungsfunktionsmatrix von \mathbf{n} zu \mathbf{y} . Um die Verstärkung von Rauschen gering zu halten, sind daher niedrige Beträge von \mathcal{T} wünschenswert. In diesem Zielkonflikt wird meist bei niedrigen Frequenzen ein gutes Folgeverhalten, daher die Beträge von \mathcal{T} gleich Eins, und eine Unterdrückung von hochfrequentem Rauschen, also niedrige Beträge von \mathcal{T} bei hohen Frequenzen, gefordert.

Aus (3.32) und (3.36) ist ersichtlich, dass $\mathcal{S} + \mathcal{T} = \mathcal{I}$. \mathcal{S} und \mathcal{T} sind folglich nicht unabhängig voneinander wählbar. Aufgrund der Trägheit des mechanischen Systems sowie Dynamikbeschränkung der Aktoren, gehen die Beträge von \mathcal{T} für hohe Frequenzen gegen Null [58]. Daher gehen die Beträge von \mathcal{S} für hohe Frequenzen gegen Eins.

Die Stellaktivität des Aktors wird aus den Übertragungsfunktionen von \mathbf{r} , \mathbf{d}_1 , \mathbf{d}_2 und \mathbf{n} zu \mathbf{u} bestimmt. Für \mathbf{r} , \mathbf{d}_1 , \mathbf{d}_2 und \mathbf{n} werden, ähnlich wie bei $\Delta\mathcal{P}_a$ und $\Delta\mathcal{P}_m$, obere Schranken abgeschätzt. Wird das System mit diesem Grenzwert angeregt, dürfen die Elemente von $\mathbf{u} = [u_1, \dots, u_{n_u}]^T$ ihren jeweiligen Grenzwert $u_{1,max}, \dots, u_{n_u,max}$ nicht überschreiten. Die Grenzwerte und oberen Schranken von \mathbf{r} , \mathbf{d}_1 , \mathbf{d}_2 , \mathbf{n} und \mathbf{u} hängen hierbei allgemein von der Frequenz ab. Als Beispiel wird eine Anregung mit $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_{n_n}]^T$ betrachtet, wobei die Beträge der Elemente jeweils kleiner als $n_{1,max}, \dots, n_{n_n,max}$ seien. Zur Vereinheitlichung der Darstellung, werden \mathbf{n} und \mathbf{u} mit den Wichtungsmatrizen

$$\begin{aligned} \mathcal{W}_u(s) &= \text{diag}\left(u_{1,max}^{-1}(s), \dots, u_{n_u,max}^{-1}(s)\right) \\ \text{und } \mathcal{W}_n(s) &= \text{diag}\left(n_{1,max}(s), \dots, n_{n_n,max}(s)\right) \end{aligned} \quad (3.37)$$

zu $\underline{\mathbf{n}} = \mathcal{W}_n^{-1}\mathbf{n}$ und $\underline{\mathbf{u}} = \mathcal{W}_u\mathbf{u}$ skaliert. Prinzipiell ist für jeder mögliche Kombination an Eingängen zu überprüfen, ob \mathbf{u} die Grenzwerte überschreitet. Da dies nur schwer durchführbar ist, lässt sich als Abschätzung die Forderung

$$\|\mathcal{W}_u(s)\mathcal{G}_{un}(s)\mathcal{W}_n(s)\|_\infty < 1 \quad (3.38)$$

herleiten [51], wobei \mathcal{G}_{un} die Übertragungsfunktionsmatrix von \mathbf{n} zu \mathbf{u} ist. Hierbei ist $\|\cdot\|_\infty$ die \mathcal{H}_∞ -Norm, die allgemein für eine rationale Übertragungsfunktionsmatrix \mathcal{G} definiert ist als die kleinste obere Schranke des größten Singulärwerts $\bar{\sigma}$ von \mathcal{G} , somit [91]

$$\|\mathcal{G}(s)\|_{\infty} = \sup_{\omega} (\sigma\{\mathcal{G}(j\omega)\}), \quad (3.39)$$

wobei \mathcal{G} stabil und bei jedem Element von \mathcal{G} der Zählergrad kleiner oder gleich dem Nennergrad sein muss.

Analog zu \mathbf{u} wird häufig auch für die Ausgänge des Systems $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_{n_y}]^T$ gefordert, dass diese die Grenzwerte $y_{1,max}, \dots, y_{n_y,max}$ nicht überschreiten. Wird bspw. wieder die Anregung mit \mathbf{n} betrachtet, ergibt sich äquivalent zu (3.38) die Forderung

$$\begin{aligned} \|\mathcal{W}_y(s)\mathcal{G}_{yn}(s)\mathcal{W}_n(s)\|_{\infty} &< 1 \\ \text{mit } \mathcal{W}_y(s) &= \text{diag}\left(y_{1,max}^{-1}(s), \dots, y_{n_y,max}^{-1}(s)\right), \end{aligned} \quad (3.40)$$

wobei \mathcal{G}_{yn} die Übertragungsfunktionsmatrix von \mathbf{n} zu \mathbf{y} ist, die $-\mathcal{T}$ entspricht. Die Forderungen an \mathcal{T} und (3.40) werden sich daher allgemein überschneiden. Häufig werden in der Reglerauslegung daher entweder nur Vorgaben für \mathcal{S} und \mathcal{T} oder signalbasierte Beschränkungen wie (3.38) und (3.40) berücksichtigt [58].

3.4.3 Reglertypen und -entwurfsverfahren

Wie in Abschnitt 3.2 gezeigt, kann das Aktorverhalten für kleine Auslenkungen und Steuerströme linearisiert werden. Aufgrund der gut ausgearbeiteten linearen Regelungstheorie werden für magnetgelagerte Systeme häufig lineare Regler eingesetzt, auf die sich die Betrachtung in dieser Arbeit beschränkt. Zu verschiedenen an Magnetlagern eingesetzten nichtlinearen Reglern und Kompensationsverfahren wird am Ende des Kapitels ein kurzer Überblick gegeben. Diese werden jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht weitergehend betrachtet.

Lineare Regler

Wie bereits erwähnt, ist bei einer dezentralen oder entkoppelten Positionsregelung ein PID-Regler in Kombination mit Filtern in vielen Anwendungen ausreichend [51]. Aufgrund der übersichtlichen Reglerstruktur lässt sich diese einfach erweitern und anpassen. Reglerparameter zu finden, die die zuvor genannten Anforderungen an das geregelte System erfüllen, erfordert jedoch meist Erfahrung oder ein iteratives Vorgehen (siehe bspw. [104]).

Reglerentwurfsverfahren, die auf einer Zustandsrückführung basieren, wie Polzuweisung und Linear-Quadratische Regler (LQ-Regler), werden bei magnetgelagerten Systemen selten verwendet [51]. Dies ist zum einen darauf zurückzuführen, dass in den meisten Systemen nur ein geringer

Teil der Zustände gemessen werden kann und daher ein Beobachter eingesetzt werden muss. Regler und Beobachter zusammen erfordern einen deutlich höheren Implementierungs- und Rechenaufwand als ein PID-Regler. Zum anderen weisen insbesondere LQ-Regler häufig eine zu geringe Robustheit auf [105], was insbesondere bei Systemen mit ausgeprägten gyroskopischen Eigenschaften, die bei unterschiedlichen Drehzahlen betrieben werden, ein Problem darstellt [15]. Hier muss im Regler entweder zusätzlich ein Kompensator für die Gyroskopie eingeführt werden (siehe [15, 106]) oder der LQ-Regler muss mit der Drehzahl angepasst werden (siehe [107]). Des Weiteren wird, um die zuvor genannten Anforderungen an das geregelte System zu erfüllen, allgemein ein iteratives Vorgehen bei der Wahl der Wichtungsmatrizen notwendig sein [108].

Häufig werden in der Literatur \mathcal{H}_∞ -Regler, also Regler die auf der Minimierung der \mathcal{H}_∞ -Norm des Systems beruhen, für Magnetlager betrachtet (siehe bspw. [18, 51, 58, 102, 109–111]). Hierbei werden die gewichteten Übertragungsfunktionen des Systems berücksichtigt, womit es möglich ist die oben aufgeführten Anforderungen (bspw. (3.34) oder (3.38)) direkt im Entwurf zu berücksichtigen. \mathcal{H}_∞ -Regler basieren auf einer Ausgangsrückführung, sodass nicht zusätzlich ein Beobachter entworfen werden muss. Nachteilig ist, dass ein \mathcal{H}_∞ -Regler in der Regel die gleiche Ordnung hat wie die gewichtete, zu regelnde Strecke, was meist einen hohen Implementierungs- und Rechenaufwand bedeutet. In der \mathcal{H}_∞ -Norm werden die Übertragungsfunktionen von allen Ein- zu allen Ausgängen berücksichtigt, was zu einer unnötig konservativen Reglerauslegung führen kann [58]. Dies kann durch die Vorgabe von strukturierten Unsicherheiten verbessert werden, bei denen die Berücksichtigung unerwünschter Kopplungen verhindert werden kann. Die Reglerauslegung muss hier mittels μ -Synthese erfolgen [112]. Die Anwendung der μ -Synthese auf ein magnetgelagertes System wird bspw. in [22, 56, 58, 105, 109, 113–115] betrachtet. Die Ordnung des Reglers liegt hier aber über der Ordnung der gewichteten Strecke und erfordert damit einen noch höheren Berechnungsaufwand als der normale \mathcal{H}_∞ -Regler. Trotz der Möglichkeit, Modellunsicherheiten in der Reglerauslegung zu berücksichtigen, benötigte sowohl der Entwurf eines \mathcal{H}_∞ -Reglers, als auch die μ -Synthese ein präzises Modell der Strecke, was gewöhnlich eine experimentellen Modellabgleich notwendig macht [58].

Ein Vorteil des \mathcal{H}_∞ -Reglerentwurfs bzw. der μ -Synthese ist, dass verschiedenste Anforderungen an das geregelte System direkt in den Entwurf einfließen können. Diese Eigenschaft kann auf beliebige Reglerstrukturen übertragen werden. Hierfür wird eine Reglerstruktur, bspw. ein PID-Regler, vorgegeben und seine Parameter mittels einer übergeordneten Optimierung angepasst. Im Gütekriterium des Reglers müssen dann die entsprechenden Anforderungen berücksichtigt werden. So können auch Regler niedriger Ordnung automatisiert auf die Anforderungen angepasst bzw. im Rahmen der Strukturbeschränkung und im Sinne des Gütekriteriums optimiert werden. In [116] wird eine modellbasierte Optimierung eines diskreten Reglers mit vordefinierter Ordnung beschrieben. Hierbei werden auch nichtlineare Randbedingungen berücksichtigt. Für die Optimierung wird ein Quasi-Newton-Verfahren (siehe [92, 117]) verwendet. Ein Reglerentwurf mittels

Polvorgaben wird in [118] betrachtet, wobei die Position der Eigenwerte mittels einer modellbasierten Optimierung angepasst wird. Die Parameteranpassung kann allgemein auch experimentell durchgeführt werden. In [119] wird ein PID-Regler und in [120] ein phasenanhebender Kompensator mittels eines genetischen Algorithmus am realen System angepasst.

Nichtlineare Regler

Wie in Abschnitt 3.3 erwähnt, ist ein großer Teil der Verluste eines Magnetlagers auf seine Vormagnetisierung zurückzuführen. Daher werden in der Literatur diverse Ansätze betrachtet, die Magnetlager auch bei niedriger oder ohne Vormagnetisierung und damit einer nicht vernachlässigbaren Nichtlinearität zu betreiben. In [97, 121] wird das Magnetlager über externe Linearisierung linearisiert und mit einem PD-Regler bzw. einem LQ-Regler stabilisiert. Ein Reglerentwurf mittels exakter Linearisierung sowie Sliding-Mode-Control werden in [122] betrachtet. In [59] werden verschiedene nichtlineare Regelgesetze, unter anderem mittels Backstepping (vgl. [123]) und Control-Ljapunov-Funktionen, hergeleitet und experimentell verglichen. Bei einer Reduktion der Vormagnetisierung steigt hier die Steueraktivität des Magnetlagers, was wiederum zu Verlusten führt. Daraus kann geschlossen werden, dass, wenn die Magnetlager mit einer konstanten Vormagnetisierung betrieben werden, es eine verlustoptimale Vormagnetisierung gibt, bei der die Summe aus Vormagnetisierungs- und Steuerverlusten minimal ist [59]. Erfolgt die Vormagnetisierung mittels eines Vormagnetisierungsstroms I_B , kann dieser aber auch situationsbedingt verändert werden. Bspw. wird I_B in [124] gleich dem mittleren Steuerstrom gesetzt, wobei der verwendete PD-Positionsregler jeweils mit angepasst wird. In [125] erfolgt eine Adaption von I_B zusammen mit dem verwendeten PID-Regler in Abhängigkeit der Rotorauslenkung. Die Anpassung des Reglers wird in [126] umgangen, in dem ein nichtlinearer Regler mittels Backstepping entworfen wird. Die Anpassung von I_B erfolgt hier in Abhängigkeit der Rotorauslenkung und -geschwindigkeit. Neben der Verlustminimierung, werden nichtlineare Regler auch eingesetzt, damit diese mit stark nichtlinearen Betriebssituationen, wie bspw. einem Fanglagerkontakt, umgehen können (siehe bspw. [127, 128]).

Kompensationsverfahren

Diese allgemeinen Regler werden häufig um verschiedene Kompensationsverfahren ergänzt. Ein Kompensator für die Gyroskopie wurde bereits im Rahmen der LQ-Regler erwähnt. Dieser kann aber auch in Kombination mit anderen Reglern, wie einem dezentralen PD-Regler [15, 129], verwendet werden. Daneben werden Verfahren zur Kompensation der aus der Unwucht resultierenden Kräfte eingesetzt. Die aus diesen Kräften resultierenden drehsynchrone Schwingungen des Rotors dominieren häufig die Stellaktivität des Lagers. Werden die drehzahlsynchronen Anteile aus dem Stellsignal herausgefiltert, versuchen die Magnetlager nicht, den unwuchtigen Rotor auf seine geometrische Achse zu zwingen, sondern lassen ihn um seine Hauptträgheitsachse drehen [130–133]. Die Rotorauslenkungen und die Steuerströme können so teilweise reduziert werden

[23]. Verschiedene Umsetzungen sind in [51, 55] aufgeführt. Kann der Positionsregler der Magnetlager genügend Dämpfung aufbringen und ist die Unwucht ausreichend klein, ist dieses Verfahren auch bei der Durchfahrt der Starrkörpereigenfrequenzen des Rotors anwendbar. Bei der Durchfahrt von Biegeeigenfrequenzen kann es jedoch nicht eingesetzt werden. Um hier die Rotorauslenkungen zu verringern, kann über ein drehsynchrones Signal zusätzliche Dämpfung eingebracht werden [132], dies erhöht aber dann die Steuerströme.

4 Auslegung des Dauerlaufprüfstandes

Mit dem übergeordneten Ziel die Energiedichte von KES in Außenläuferbauform zu steigern und damit ihre kapazitätsbezogenen Anschaffungskosten zu senken, wird ein Stellvertreterprüfstand, im Folgenden als Dauerlaufprüfstand bezeichnet, zur experimentellen Bestimmung der zyklischen Festigkeit der KFKV-Rotoren der KES entwickelt. Um einen zu den KES-Rotoren vergleichbaren Spannungszustand zu erhalten, wird dieser in den Stellvertreterproben ebenfalls durch ein schnelles Drehen der Proben erzeugt. Durch die Konstruktion des Prüfstandes als Schleuderprüfstand, bei dem die Spindel mit Lagerung und Antrieb räumlich und funktional von der Probe getrennt ist, erlaubt es die Proben klein und damit günstig auszuführen. Durch die örtliche Trennung sind Antrieb und Lagerung geschützt, wenn es zum Bersten einer Probe kommt. Um den Prüfstand möglichst einfach zu gestalten und Verschleiß zu reduzieren, sollen Getriebe, mechanische Vakuumdurchführungen oder Magnetkupplungen vermieden und daher ein elektrischer Direktantrieb verwendet werden.

In diesem Kapitel werden zunächst ausgehend von den in Abschnitt 2.1 beschriebenen KES in Außenläuferbauform Anforderungen an den Prüfstand hergeleitet. Diese beziehen sich auf einen vorausgewählten FKV für die Proben sowie einen definierten Probenaufbau und Testablauf. Generell ist der Prüfstand aber so gestaltet, dass in einem gewissen Rahmen auch andere Proben und Testabläufe verwendet werden können. Basierend auf den Anforderungen wird ein elektrischer Antrieb ausgewählt und der Prüfstands Aufbau festgelegt. Anschließend werden die radialen und das axiale Magnetlager ausgelegt. Zur Überprüfung einiger Anforderungen wird ferner das Schwingungsverhalten des Rotors betrachtet. Am Ende des Kapitels folgt die Auslegung der Prüfstandseinhausung und eine Darstellung des finalen Prüfstands.

4.1 Anforderungen und Testablauf

Die Auslegung der Proben orientiert sich an der Auslegung der KES-Rotoren in [16] und [4]. Die kritischste Spannung in diesen ist die Querdrukspannung, die somit die Hauptauslegungsgröße der Proben ist. Da diese Systeme konservativ ausgelegt sind, soll am Dauerlaufprüfstand das Testen höherer Spannungen möglich sein. Für die Festlegung der zu prüfenden Spannungen muss berücksichtigt werden, dass bei den KES bei einer Erhöhung der Drehzahl und damit der Spannungen auch die radiale Aufweitung des Rotors und entsprechend die Luftspalte in den Magnetlagern zunehmen. Neben einer Änderung der Dynamik der Lager fällt auch die Maximalkraft der Lager mit dem Luftspalt ab. Daher kann keine beliebig hohe Rotoraufweitung zugelassen werden. Hier wird angenommen, dass eine Verdopplung des Luftspalts zulässig ist, wobei die maximale Lagerkraft etwa auf ein Viertel abfällt. Diese Verdopplung tritt bei den KES aus [4, 16] bei radialen Quer-

druckspannungen zwischen -100 MPa und -120 MPa auf. Daher wird in Bezug auf [4] eine Verdopplung der radialen Querdruckspannungen von -60 MPa im KES (vgl. Abbildung 2.5) auf -120 MPa in der Probe festgelegt. Entsprechend soll auch die Längszugspannung von 360 MPa auf etwa 720 MPa erhöht werden. Da die Längszugspannung weiterhin deutlich unter der zulässigen Längszugspannung des KFKV liegt, wird diese voraussichtlich auch bei zyklischer Belastung nicht zum Versagen führen. Eine genaue Abbildung der Längszugspannung ist daher nicht ein vorrangiges Ziel in der Probenauslegung. Hier werden daher Abweichungen von 10 % zugelassen, sodass die Längszugspannung in der Probe zwischen 648 MPa und 792 MPa liegen soll.

In den Dauerlaufversuchen wird die zyklische Belastung durch entsprechende zyklische Drehfrequenzänderungen erzeugt. Für die Auslegung werden zunächst nur Vollzyklen betrachtet, bei denen die Drehfrequenz der Probe von der minimalen Betriebsdrehfrequenz $\Omega_{Betr,min}$ auf die maximale Betriebsdrehfrequenz $\Omega_{Betr,max}$ erhöht und anschließend wieder auf $\Omega_{Betr,min}$ reduziert wird. Wie bei den KES wird $\Omega_{Betr,min}$ auf die Hälfte von $\Omega_{Betr,max}$ festgelegt (vgl. Abschnitt 2.1). Der zeitliche Verlauf der Spannungen, der einen möglichen Einflussfaktor auf die zyklische Festigkeit darstellt [11], kann hierbei unterschiedlich gewählt werden. Meist werden für Ermüdungsversuche sinusförmige Verläufe verwendet, nach ISO 13003 [41] sind aber auch andere Verläufe, wie Rechtecks-, Dreiecks- oder Sägezahnverläufe zulässig. Der Verlauf auf den der Dauerlaufprüfstand ausgelegt wird ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Die Graphen zeigen die zeitlichen Verläufe der mechanischen Leistung, des Antriebsmoments, der Drehzahl und des Betrags der drehzahlinduzierten, radialen Querdruckspannung im KFKV, die jeweils mit ihrem Maximalwert skaliert sind. Es ist hierbei angenommen, dass der Rotor von einer Synchronmaschine angetrieben wird, deren maximales Moment im betrachteten Drehzahlbereich konstant ist. Der Rotor wird mit diesem maximalen Moment zyklisch beschleunigt und abgebremst. Werden Verluste vernachlässigt, führt dies zu einem dreiecksförmigen Drehzahlverlauf. Die Spannungen im KFKV steigt quadratisch mit der Drehzahl und somit hier auch im zeitlichen Verlauf. Da der Prüfstand mit der maximalen Leistung betrieben wird, führt diese Ansteuerung zur minimal möglichen Zyklusdauer. Generell können aber beliebige Drehzahlverläufe getestet werden. Bspw. kann für Betriebsfestigkeitsuntersuchungen ein Lastprofil eines KES in verkürzter Zeit nachgefahren werden. Die Versuchsdauer wird dann jedoch entsprechend länger ausfallen.

Langzeitlastdaten für einen vergleichbaren KES liegen nicht vor. Daher wird für die Auslegung angenommen, dass der abzubildende KES zwanzig Jahre betrieben wird und jeden Tag 25 Lastzyklen durchläuft. Insgesamt ergeben sich so 183.000 Zyklen. Mit jeder Probe sollen daher aufgerundet bis zu 200.000 Zyklen getestet werden (vgl. [2, 5, 134]). Ein Test soll dabei höchstens 3 Monate dauern⁷. Ein Vollzyklus darf bei diesem Prüfmodus daher nicht länger als 40 s dauern.

⁷ In dem Projekt, in dessen Rahmen dieser Prüfstand entworfen wird, sollen innerhalb von 1,5 Jahren sechs Proben getestet werden.

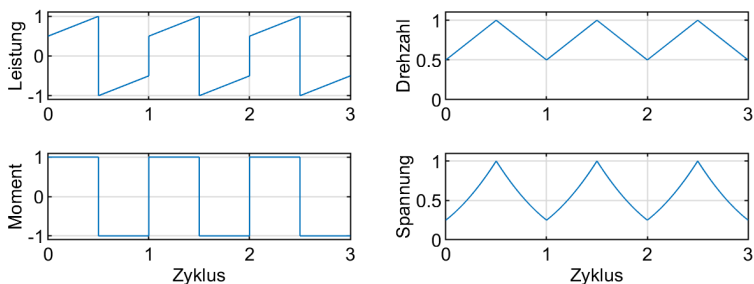


Abbildung 4.1: Verlauf der Lastzyklen beim Dauerlaufprüfstand bei maximaler Leistung; die Größen sind auf ihren jeweiligen Maximalwert bezogen

Von hoher Signifikanz bei den Dauerlaufversuchen ist, dass bei den Proben die Dickwandigkeit und der Herstellungsprozess mit denen der KES-Rotoren vergleichbar ist. Wie die Rotoren der KES werden die Proben daher in einem Nasswickelprozess hergestellt. Bei den in [4, 16] beschriebenen KES ist die KFKV-Schicht 54 mm und bei dem System aus [7] 47 mm dick. Um diese Größenordnung abzubilden, aber die Größe und die Masse der Proben einzuschränken, wird die Dicke der KFKV-Schicht auf 25 mm festgelegt.

Während der Durchführung der Versuche wird sich die Probe durch verschiedene Verlustmechanismen aufheizen. Die Festigkeit des KFKV wird durch seine Temperatur beeinflusst. Bei der Versuchsdurchführung muss sichergestellt werden, dass die Probentemperatur 80°C nicht überschreitet, was die Auslegungstemperatur der Rotoren ist. Um die Vergleichbarkeit verschiedener Testreihen bewerten zu können, muss des Weiteren die Probentemperatur während der Versuche aufgezeichnet werden. Die wichtigsten festgelegten Werte und Anforderungen sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst.

Tabelle 4.1: Vorgaben für und Anforderungen an den Prüfstand

Parameter	Forderung
Querdruckspannung im KFKV	-120 MPa
Längszugspannung im KFKV	648 bis 792 MPa
Dicke des KFKV	25 mm
Temperatur des KFKV	$\leq 80\text{ }^{\circ}\text{C}$
Zyklusdauer	$\leq 40\text{ s}$

4.2 Entwicklung des Prüfstandkonzepts

Basierend auf den Anforderungen des vorherigen Abschnitts wird nachfolgend ein Konzept für den Prüfstands Aufbau erarbeitet. Hierzu wird zunächst eine Parametervariation der Probengeometrie durchgeführt, um den Entwurfsraum einzuschränken, und eine Auslegungsdrehzahl festgelegt. Anhand dieser und einer Abschätzung des erforderlichen Drehmoments wird ein elektrischer Antrieb ausgewählt. Anschließend werden die Luftreibungsverluste bei einem Betrieb bei atmosphärischen Bedingungen abgeschätzt, was die Notwendigkeit des Betriebs im Vakuum verdeutlicht. Abschließend werden das Prüfstandkonzept und die Anordnung der verschiedenen Komponenten festgelegt.

4.2.1 Mögliche Probengeometrie

Der prinzipielle Aufbau der Probe ist in Abbildung 4.2 dargestellt. Zur Reduktion von thermischen Eigenspannungen wird die Probe in zwei 12,5 mm dicken Lagen gewickelt. Nach der ersten Lage wird die Probe zwischengehärtet. Der Wickelwinkel beträgt bei beiden Lagen ca. 89° . Die zusätzliche dünne GFKV-Schicht der KES-Rotoren wird bei der Probe nicht vorgesehen. Bei späteren Testreihen können die KFKV-Schichtdicke und der Wickelwinkel angepasst und eine GFKV-Schicht vorgesehen werden, ohne dass dies die Probengeometrie und damit die Auslegung des Prüfstands maßgeblich beeinflusst.

Um den gewünschten Querdruck in der Probe zu erzeugen, wird in die Probe ein segmentierter Ring aus Stahl eingeklebt.⁸ In der Vorauslegung wird die Kleberschichtdicke vernachlässigt und angenommen, dass der Außenradius der Segmente $r_{sg,2}$ dem Innenradius der inneren KFKV-Lage $r_{pr,1}$ entspricht. Der Öffnungswinkel der Segmente φ_{sg} wird für die Vorauslegung auf 45° festgelegt. Der Außenradius der inneren KFKV-Lage $r_{pr,zw}$ und der äußeren KFKV-Lage $r_{pr,2}$ ergeben sich aus den festgelegten Lagendicken und $r_{pr,1}$ bzw. $r_{sg,2}$. Der Innenradius der Segmente $r_{sg,1}$ und die Dicke der Segmente $d_{sg} = r_{sg,2} - r_{sg,1}$ müssen zusammen mit der maximalen Betriebsdrehfrequenz $\Omega_{Betr,max}$ so festgelegt werden, dass die gewünschte Druckspannung im KFKV erreicht wird. Diese Forderung kann über verschiedene Kombinationen aus $r_{sg,1}$, d_{sg} und $\Omega_{Betr,max}$ erreicht werden, die nachfolgend berechnet und bewertet werden.

⁸ Auf die tangentialen Berührflächen zwischen den Segmenten wird zuvor ein Trennmittel aufgebracht, um sicherzugehen, dass sie nicht aneinanderkleben.

aufgeführt. Die statische Querdrukfestigkeit von -195 MPa ergibt sich bei Vierpunktbiegeversuchen. Bei Querdrukversuchen liegt sie bei -176 MPa [13]. Wie in den KES stellt der Querdruk die dominierende Beanspruchung dar.

Tabelle 4.2: Spannungsgrenzwerte für die Probenvorauslegung

Spannung	Zielgröße in der Auslegung	statische Festigkeit (Quelle: [13])
Querdruk	-120 MPa	-195 MPa
Querzug	< 1 MPa	61 MPa
Längszug	648 bis 792 MPa	2.000 MPa

Erreicht in der Berechnung, während der Erhöhung von Ω , für eine Kombination aus $r_{sg,1}$ und d_{sg} die Längszug- oder die Querzugspannung ihren entsprechenden oberen Grenzwert, bevor ein Querdruk von -120 MPa erreicht wird, ist diese Geometrie nicht zulässig und wird nicht berücksichtigt. Das Gleiche gilt für Geometrien, bei denen bei einem Querdruk von -120 MPa der Längszug unter 648 MPa liegt. Für die zulässigen Geometrien, die die Spannungsanforderungen aus Tabelle 4.2 erfüllen, sind in Abbildung 4.3 die benötigte maximale Drehzahl, die maximale Längszugspannung, die auf h_{pr} bezogene Probenmasse und die auf h_{pr} bezogene kinetische Energie der Probe bei der berechneten maximalen Drehzahl dargestellt. Die bezogene kinetische Energie ergibt sich mit dem polaren Massenträgheitsmoment der Probe $\Theta_{z,pr}$ zu

$$\frac{W_{kin,pr}}{h_{pr}} = \frac{1}{2} \frac{\Theta_{z,pr}}{h_{pr}} \Omega_{Betr,max}^2 \cdot \quad (4.2)$$

Die Spannungen in der Probe steigen mit der Drehzahl und den Radien. Folglich kann eine Probe bei gleichbleibendem Spannungsniveau kleiner und damit leichter ausgeführt werden, wenn sie schneller gedreht wird. Die maximale Drehzahl und die Probenmasse verhalten sich daher entgegengesetzt. Wenn umfängliche Testreihen mit vielen Proben geplant sind, sind kleinere und damit günstigere Proben anzustreben. Auch die maximale kinetische Energie der Probe $W_{kin,pr}$ sollte möglichst niedrig sein, da sonst bei einer vorgegebenen Zykluszeit eine hohe Leistung zum Beschleunigen und Abbremsen der Probe benötigt wird. Des Weiteren wird $W_{kin,pr}$ bei einem Bersten der Probe freigesetzt, sodass mit $W_{kin,pr}$ auch die Anforderungen an das Sicherheitssystem steigen (vgl. Abschnitt 4.7). Die Bereiche niedriger $W_{kin,pr}$ liegen bei einem kleinen Innenradius und einer kleinen Segmentdicke. Etwa im gleichen Bereich liegen auch die niedrigsten Längszugspannungen. Für die Prüfstandauslegung wird generell eine niedrige Drehzahl angestrebt, da dies insbesondere

die Auswahl der elektrischen Maschine vereinfacht. Als Kompromiss wird daher die maximale Betriebsdrehzahl auf 30.000 U/min festgelegt, für die elektrische Direktantriebe mit einer entsprechenden Leistung als Standardkomponenten verfügbar sind. Die minimal mögliche Probenmasse sowie die minimal mögliche $W_{kin,Pr}$ liegen hier etwa in der Mitte des möglichen Bereichs und ein Großteil der Geometriekombinationen mit hohen Längszugspannungen kann bei dieser und geringeren Drehzahlen abgedeckt werden. Die Detailauslegung der Probe mittels 3D-FEA wird in Abschnitt 4.3 beschrieben.

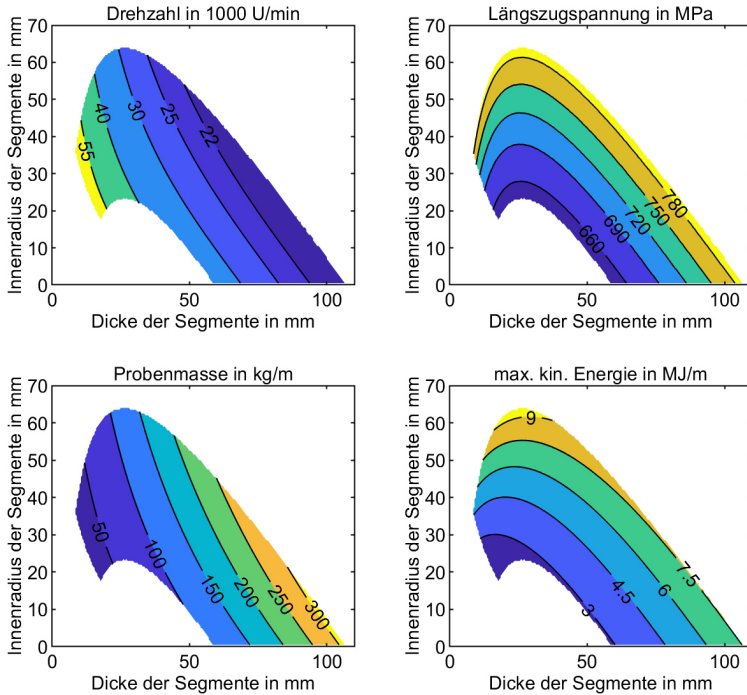


Abbildung 4.3: Vorauslegung der Probengeometrie; die Probenmasse und die maximale kinetische Energie der Probe sind jeweils auf die Länge der Probe bezogen; in weißen Bereichen werden nicht die geforderten mechanischen Spannungen erreicht

4.2.2 Auswahl der elektrischen Maschine

Wegen ihrer hohen Leistungsdichte und geringen rotorseitigen Verlusten, wird eine permanenterregte Synchronmaschine (PSM) im Dauerlaufprüfstand verwendet. Diese kann, unterhalb des Feldschwächebereichs, unabhängig von der Drehzahl das maximale Motormoment M_M stellen. M_M muss groß genug sein, um den Rotor einschließlich der Probe in der zuvor festgelegten, maximalen

Zykluszeit t_{zyk} (vgl. Tabelle 4.1) von der minimalen Drehfrequenz $\Omega_{Betr,min}$ auf die maximale Drehfrequenz $\Omega_{Betr,max}$ zu beschleunigen und wieder auf $\Omega_{Betr,min}$ abzubremesen. Da das polare Massenträgheitsmoment der Probe $\Theta_{z,Pr}$ voraussichtlich deutlich größer ist als das der Welle, wird letzteres in der Vorauslegung vernachlässigt. Des Weiteren werden die Bremsmomente durch die Ummagnetisierung der Magnetlager und Luftreibung vernachlässigt. Bei einer konstanten Beschleunigungsrampe ergibt sich das erforderliche Motormoment M_M zu

$$\frac{M_M}{h_{Pr}} = 2 \frac{\Theta_{z,Pr}}{h_{Pr}} \frac{\Omega_{Betr,max} - \Omega_{Betr,min}}{t_{zyk}}. \quad (4.3)$$

Für den Testzyklus wurde zuvor bereits $\Omega_{Betr,min} = 0,5 \cdot \Omega_{Betr,max}$ festgelegt. Das auf h_{Pr} bezogene erforderliche Motormoment nach (4.3) für die verschiedenen Kombinationen aus Segmentinnenradius $r_{sg,1}$ und Segmentdicke d_{sg} ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Hierbei werden zunächst wieder alle Drehzahlen betrachtet. Die Isolinie mit 30.000 U/min aus Abbildung 4.3 ist in Abbildung 4.4 als gestrichelte Linie dargestellt. Das Motormoment steigt mit $r_{sg,1}$ und d_{sg} überproportional an. Ein Großteil der Geometrien mit 30.000 U/min wird durch ein bezogenes maximales Motormoment von 100 Nm/m abgedeckt. Bei einer Abschätzung von h_{Pr} mit der dreifachen KFKV-Schichtdicke zu 75 mm ergibt sich das erforderliche Moment zu 7,5 Nm. Dieses wird daher als Zielgröße bei der Auswahl des Antriebs festgelegt. Aufgrund der stark vereinfachten Betrachtung, wird diese Forderung am Ende der Prüfstandsauslegung überprüft.

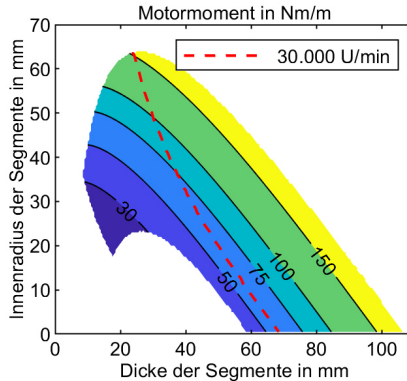


Abbildung 4.4: Benötigtes Motormoment pro Probenlänge um eine Zykluszeit von 40 s zu erreichen; das Massenträgheitsmoment der Welle und energetische Verluste sind dabei vernachlässigt; in weißen Bereichen werden nicht die geforderten mechanischen Spannungen erreicht

Anhand der Auslegungsdrehzahl und dem geforderten Moment wird eine PSM für den Prüfstand ausgewählt. Hier wird die vierpolige PSM DC120/80/4 der ATE Antriebstechnik und Entwicklungs

GmbH & Co. KG mit einer Maximalleistung von 31,4 kW verwendet. Bei einem effektiven Nennstrom von 73 A erzeugt sie ein Moment von 10 Nm bis zu einer Drehzahl von 30.000 U/min. Im Kurzzeitbetrieb kann sie mit einem reduzierten Moment von 7,5 Nm bis auf 40.000 U/min beschleunigt werden. Dies ermöglicht es Überlastversuche an den Proben durchzuführen. Angesteuert wird die PSM mit dem rückspeisefähigen, pulsweitenmodulierten Umrichter SD2R der SIEB & MEYER AG mit einer Nennleistung von 40 kW. Der maximale Effektivstrom des Umrichters liegt bei 70 A, sodass die PSM in dieser Kombination maximal ein Moment von 9,6 Nm stellen kann. Der Umrichter wird mit einer Zwischenkreisspannung von 650 V und einer Schaltfrequenz von 16 kHz betrieben. Die PSM besitzt mit 60 µH eine sehr geringe Induktivität. Um die Schaltspitzen im Strom zu reduzieren, wird eine zusätzliche externe Induktivität von 400 µH zwischen Umrichter und Motor eingebracht. Der Umrichter kann aus der induzierten Spannung der PSM ihren Rotorwinkel schätzen, weshalb kein Drehwinkelgeber am Rotor vorgesehen wird. Damit die Genauigkeit der Winkelschätzung für die Regelung der PSM ausreicht, muss der Rotor mindestens mit 3.000 U/min drehen. Unterhalb dieser Drehzahl kann der Rotor nur gesteuert geschleppt werden.

4.2.3 Luftreibungsverluste

Nach der Auswahl der elektrischen Maschine werden in diesem Abschnitt die bisher vernachlässigten Luftreibungsverluste betrachtet. Für alle zuvor betrachteten Geometriekombinationen aus $r_{sg,1}$ und d_{sg} ist links in Abbildung 4.5 die jeweilige maximale Oberflächengeschwindigkeit der Probe $r_{pr,2}\Omega_{Betr,max}$ dargestellt. Sie ist für alle Geometrien nah an oder sogar über der Schallgeschwindigkeit von Luft bei 1 bar und bei 20 °C von 343,4 m/s [135]. Folglich sind hier hohe Luftreibungsverluste $P_{V,L,kon}$ und starke dynamische Interaktionen zwischen Luft und der Probe zu erwarten. $P_{V,L,kon}$ soll hier vereinfacht abgeschätzt werden, wobei nur die Reibung auf der radialen Außenseite der Probe berücksichtigt wird. In [136] werden verschiedene Ansätze zur Berechnung von $P_{V,L,kon}$ an einem schnell drehenden Zylinder mit Experimenten an einer magnetgelagerten Spindel verglichen. Der betrachtete Zylinder besitzt den Außenradius r sowie die Länge l und dreht sich mit der Drehfrequenz Ω bei einem Umgebungsdruck von 1 bar in Luft. Für die Betrachtungen in [136] wird angenommen, dass die Reibung am Zylinder über die Reibung an einer parallel angeströmten flachen Platte darstellbar ist. Die Reynolds-Zahl der Luft Re_L ist hierbei mit

$$Re_L = \frac{2\pi r^2 \Omega}{\nu_L} \quad (4.4)$$

definiert [136], wobei ν_L die kinematische Viskosität von Luft ist, die bei 20 °C und 1 bar $\nu_L = 1,532 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2/\text{s}$ beträgt [135]. Die Strömung wird als turbulent angenommen, wenn Re_L größer als $5 \cdot 10^5$ ist (vgl. [135]). In [136] ergibt sich die beste Übereinstimmung mit den Experimenten bei turbulenter Strömung mit der empirischen Gleichung

$$\frac{P_{V,L,kon}}{l} = 0,455\pi r^4 \rho_L \Omega^3 (\log_{10}(2\pi r^2 \Omega / v_L))^{-2,58}, \quad (4.5)$$

wobei $\rho_L = 1,2 \text{ kg/m}^3$ die Dichte von Luft ist [135]. Bei der Probe ist Re_L für alle in Abbildung 4.5 gezeigten Fälle nach (4.4) mit $r = r_{Pr,2}$ und $\Omega = \Omega_{Betr,max}$ größer als $8 \cdot 10^5$, sodass hier von einer turbulenten Strömung ausgegangen wird und (4.5) anwendbar ist. Die mit (4.5) berechneten Luftreibungsverluste an der Probe mit $r = r_{Pr,2}$ und $\Omega = \Omega_{Betr,max}$ sind in Abbildung 4.5 rechts dargestellt, wobei die Ergebnisse auf die Probenlänge $l = h_{Pr}$ bezogen sind. Die geringsten Verluste treten bei einer Segmentdicke von 83 mm und dem minimalen Innenradius auf und betragen 26,5 kW/m. Wird h_{Pr} wieder mit der dreifachen Dicke der KFKV-Schicht zu 75 mm abgeschätzt, liegen die Verluste bei 1,99 kW, was bereits 7 % der maximalen Antriebsleistung entspricht. Zu diesen kommen noch weitere Verluste an den übrigen Flächen der Probe und der Welle. Die maximale statorseitige Verlustleistung der PSM liegt nach Herstellerangaben bei 0,78 kW, für die eine Wasserkühlung vorgesehen werden muss. Eine Wasserkühlung des Rotors ist nicht möglich. Entsprechend ist von einer starken Erwärmung des Rotors durch die Luftreibung auszugehen. Der Betrieb des Dauerlaufprüfstandes bei Umgebungsdruck wird daher als nicht praktikabel eingeschätzt. Entsprechend wird der Prüfstand bei reduziertem Druck bzw. im Vakuum betrieben und die Einhausung des Prüfstandes luftdicht ausgeführt.

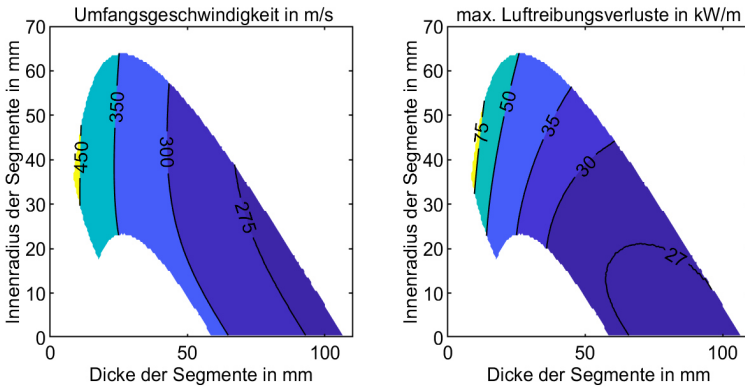


Abbildung 4.5: Umfangsgeschwindigkeit und Luftreibungsverluste in Abhängigkeit der Probengeometrien; die Luftreibungsverluste sind auf die Länge der Probe bezogen; in weißen Bereichen werden nicht die geforderten mechanischen Spannungen erreicht

Um die Luftreibung auf ein tolerierbares Niveau zu reduzieren, ist es meist ausreichend, den Druck auf einige mbar zu reduzieren. Jedoch wird die PSM mit einer Zwischenkreisspannung von 630 V

betrieben (vgl. Abschnitt 4.2.2). Die für den Anschluss der Motorphasen verwendeten Hochspannungs-Vakuumdurchführungen dürfen bei einer Differenzspannung von 1,1 kV nicht in einem Druckbereich zwischen 300 mbar und 0,02 mbar betrieben werden, da es sonst zu Spannungsüberschlägen kommen kann [137]. Dies ist darauf zurückzuführen, dass bei einer Abnahme des Umgebungsdrucks das vorhandene Gas leichter durch ein äußeres elektrisches Feld ionisiert werden kann. Bei sehr geringem Druck nimmt die Ionisierbarkeit wieder ab, da immer weniger Gasmoleküle vorhanden sind. Dieser Zusammenhang wird näherungsweise über das Gesetz von Paschen beschrieben (siehe bspw. [138]). Um Überschläge sicher zu vermeiden, wird der Prüfstand bei einem Fünffzigstel der unteren Schranke des Überschlagsbereichs, also bei Drücken unter $4 \cdot 10^{-4}$ mbar, betrieben. Die Reibungsverluste durch die bei $4 \cdot 10^{-4}$ mbar verbleibenden Luftmoleküle werden in Abschnitt 5.1.3 betrachtet.

4.2.4 Prüfstandkonzept

Nach der zuvor getroffenen Auswahl des elektrischen Antriebs, wird in diesem Abschnitt die Ausführungsform der Magnetlager und die Anordnung der restlichen zentralen Prüfstandkomponenten festgelegt.

Wie in Abschnitt 3.3 beschrieben, ist der Aufbau von hompolaren, radialen Magnetlagern aus Blechen nur schwer umsetzbar. Das gleiche gilt für die Verwendung von SMC auf einem Innenläuferrotor bei hohen Drehzahlen. Daher werden die radialen Magnetlager heteropolar ausgeführt. Die Auslegung der radialen Magnetlager wird in Abschnitt 4.4 erläutert. Die Auslegung des aktiven axialen Magnetlagers wird anschließend in Abschnitt 4.5 beschrieben. Für eine ausreichend große axiale Polfläche wird eine Zugscheibe an der Welle vorgesehen, auf die die Kraft des Axiallagers wirkt. Nach der Zerstörung einer Probe bei einem Dauerlaufversuch muss überprüft werden, ob der Prüfstand und insbesondere die Welle dabei beschädigt wurden. Die Welle sollte daher möglichst einfach demontierbar sein. Die in Abbildung 4.6 gezeigte Anordnung der Komponenten im Prüfstand wird daher so gewählt, dass die Welle, bei demontierter Probe, axial aus dem Stator gezogen werden kann, nachdem der obere Teil des Spindelgehäuses entfernt wurde. Die Aufteilung des Spindelgehäuses befindet sich an der Zugscheibe des Axiallagers, die den größten Außendurchmesser der Welle aufweist. Am oberen Wellenende erfasst ein Positionssensor die axiale Auslenkung der Welle, die zur Regelung des axialen Magnetlagers verwendet wird. Die für die Regelung der radialen Magnetlager benötigte radiale Auslenkung der Welle wird am oberen und unteren Wellenende jeweils von vier Positionssensoren erfasst. Die vier Sensoren sind um jeweils 90° versetzt um den Rotor angeordnet. Es messen somit jeweils zwei der Sensoren in Differenzanordnung, also koaxial aber entgegengesetzt (vgl. Abbildung 4.6). Zur Regelung wird die Differenz beider Positionssignale verwendet. Sensorstörungen die in beiden Sensoren gleich auftreten, wie bspw. ein gemeinsamer Temperaturdrift, können so ausgeglichen werden. Um bei einer Fehlfunktion der Magnetlager ein Anstreifen des Rotors an dafür nicht vorgesehenen Stellen am Stator zu

verhindern, sind an beiden Wellenenden mechanische Fanglager vorgesehen. Diese beschränken den Bewegungsfreiraum der Welle in axialer und radialer Richtung. Sie sind jeweils unterhalb der radialen Positionssensoren angeordnet. Zur Übersichtlichkeit sind diese in Abbildung 4.6 nicht dargestellt.

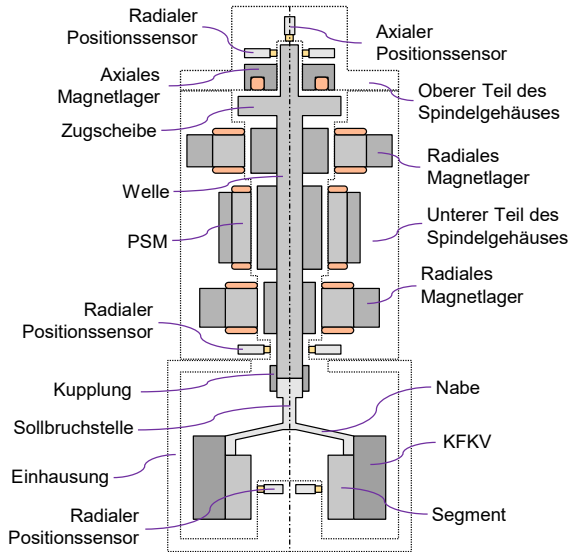


Abbildung 4.6: Querschnittsdarstellung des Prüfstandkonzepts

Am unteren Ende der Welle wird mit einer Welle-Welle-Kupplung die Probe befestigt. Die Differenz der Durchmesser zwischen dem Wellenende und dem KFKV-Hohlzylinder wird über eine konische Nabe aus Aluminium ausgeglichen. Unterhalb der Kupplungsstelle wird an der Nabe ein dünnes Wellenstück als Sollbruchstelle vorgesehen. Kommt es zu einer starken Auslenkung der Probe, reißt sie an dieser Stelle ab. Eine Überlastung und Beschädigung der Welle sollen so verhindert werden. Über die Dicke und Länge dieser Sollbruchstelle kann des Weiteren das Schwingungsverhalten des Rotors beeinflusst werden (siehe Abschnitt 4.6.3). Bei befestigter Probe wird wegen ihrer hohen Masse und der hohen Drehzahl von 30.000 U/min ein Betrieb des Prüfstands unterhalb der ersten kritischen Drehzahl des Gesamtrrotors nicht möglich sein (vgl. [47]). Daher wird die Probenanbindung bzw. die Sollbruchstelle bewusst so weich ausgelegt, dass die Eigenfrequenz, mit der die Probe gegen die starre Welle schwingt unterhalb des Betriebsbereichs liegt. Die Welle selbst soll hingegen möglichst starr sein, damit im Betriebsbereich kein Schwingungsknoten zwischen den Aktoren und den jeweils benachbarten Positionssensoren liegt. Folglich ist die Welle möglichst dick und kurz zu gestalten, wobei der Außenradius durch drehzahlinduzierte Spannungen und die Festigkeit des Materials beschränkt ist.

Zur Überwachung der Position der Probe werden zusätzliche Positionssensoren innerhalb der Probe vorgesehen. Auch hier werden vier um 90° versetzte Sensoren verwendet. Durch die Differenzanordnung der Sensoren kann neben der Probenauslenkung auch ihre Aufweitung, also die Änderung ihres Innenradius bei Rotation, erfasst werden. Dies erlaubt eine Überwachung der Steifigkeitsänderung der Probe während den Dauerlaufversuchen und damit eine Abschätzung des Schädigungsverlaufs der Probe (vgl. Abschnitt 2.2). Die Probe ist von einer Einhausung umgeben, die die Umgebung vor Bruchstücken der Probe schützt. Zusammen mit dem Spindelgehäuse bildet die Einhausung auch den Vakuumbehälter des Prüfstandes.

4.2.5 Vorgehen bei der Systemauslegung

Der Ablauf der Auslegung der Systemkomponenten ist in Abbildung 4.7 veranschaulicht. Im folgenden Abschnitt 4.3 wird zunächst die Auslegung der Probe im Detail betrachtet, wobei die Auslegungsdrehzahl durch die PSM vorgegeben ist. Anschließend wird die Auslegung der Radiallager in Abschnitt 4.4 und des Axiallagers in Abschnitt 4.5 erläutert. In den jeweiligen Abschnitten wird aus Übersichtlichkeitsgründen in Formeln auf eine Indizierung der jeweiligen Komponente verzichtet. Durch die PSM ergeben sich geometrische Randbedingungen für die Radiallager. Für die Auslegung der Radiallager und des Axiallagers wird die Masse der Welle und der Probe benötigt. Da die Wellenmasse durch die Auslegung der Lager beeinflusst wird, kann hier ein iteratives Vorgehen notwendig sein. Des Weiteren muss mit dem polaren Massenträgheitsmoment der Welle und der Probe überprüft werden, ob das Motormoment der ausgewählten PSM ausreicht, die geforderte Zykluszeit zu erfüllen. Ist dies nicht möglich, muss ein anderer Motor ausgewählt werden. In Abschnitt 4.6 wird das Schwingungsverhalten des Rotors sowie der Einfluss der Sollbruchstelle auf dieses betrachtet. Anhand des Schwingungsverhaltens werden Dynamikanforderungen an die Radiallager überprüft. Sind diese nicht erfüllt, muss die Auslegung der Radiallager unter angepasste Randbedingungen neu durchgeführt werden, sodass auch hier ein iterativer Prozess notwendig sein kann. Das Sicherheitssystem beeinflusst die anderen Komponenten kaum und wird abschließend ausgelegt. Neben den bereits erwähnten Fanglagern und der Einhausung umfasst das Sicherheitssystem auch die Prüfstandsteuerung, die über Sensoren die Zustände der verschiedenen Komponenten überwacht und gegebenenfalls den Rotor abbremst. In dieser Arbeit wird vom Sicherheitssystem nur die Auslegung der Einhausung im Detail betrachtet (siehe Abschnitt 4.7). Mechanisch werden alle Komponenten des Prüfstands auf die maximale Drehzahl von 40.000 U/min ausgelegt. Das finale System wird schließlich in Abschnitt 4.8 vorgestellt.

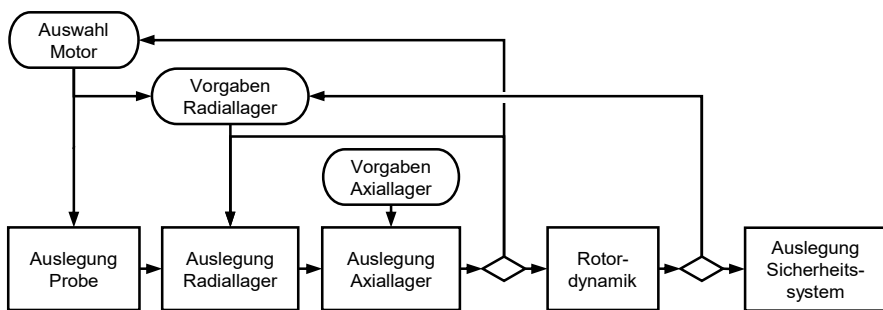


Abbildung 4.7: Ablauf der Systemauslegung

4.3 Detailauslegung der Proben

Die Spannungsberechnung in der Probe erfolgt an einem 3D-FE-Modell, das in dem kommerziellen Programm *ANSYS Workbench* aufgebaut und ausgewertet wird. Das Modell umfasst den KFKV-Hohlzylinder, die Nabe und die Segmente sowie ihre Verklebung. In den Segmenten sind Bohrungen vorgesehen, in denen Wuchtgewichte eingebracht werden können. Das KFKV ist als homogen und orthotrop, mit einer tangentialen Faserrichtung, angenommen. Thermische Spannungen werden weiterhin vernachlässigt. Da die beiden Lagen, in denen das KFKV aufgebracht wird (vgl. Abbildung 4.2), gleiche Eigenschaften besitzen, werden sie nicht getrennt abgebildet. Im FE-Modell ist ein $67,5^\circ$ -Ausschnitt des rotationssymmetrischen Problems abgebildet (siehe Abbildung 4.8a). Der Ausschnitt ist so gewählt, dass einer der Schnitte an einer der tangentialen Kanten eines Segments verläuft und der andere Schnitt in der Mitte eines Segments. Die Schnittflächen sind in Abbildung 4.8 hellblau hervorgehoben. Im Modell verhindert eine Randbedingung, dass die Schnittflächen sich entlang ihrer Normalenrichtung bewegen können.

Die Nabe wird, wie die Segmente, an der Innenseite des KFKV-Hohlzylinders angeklebt. Die Befestigung erfolgt mit einem Epoxidharz-Klebstoff. Für diesen wird ein Klebespalt von 0,1 bis 0,2 mm vorgesehen. Bei der Nabe wird dies durch eine tangentiale Nut erreicht, die im FE-Modell vereinfacht als Spalt abgebildet ist. Bei den Segmenten wird der Klebespalt sichergestellt, indem, wie in Abbildung 4.8b gezeigt, an den beiden seitlichen Außenkanten der radialen Außenfläche jedes Segments ein 0,2 mm dickes mit Polytetrafluorethylen (PTFE) beschichtetes Glasfasergewebeband angeklebt wird. Beide Glasfasergewebebandstreifen bedecken jeweils ein Drittel der radialen Außenfläche des Segments. Der Epoxidharz-Klebstoff wird zwischen ihnen aufgebracht und bedeckt somit ein Drittel der Fläche. Da sich die Segmente und das KFKV bei hohen Drehzahlen unterschiedlich stark verformen treten Scherspannungen in der Klebefläche auf. Diese werden durch die reduzierte Klebfläche verringert. Die gleiche Befestigung wird auch bei dem KES in [4, 7, 16]

verwendet. Zwischen dem Glasfasergewebeband und dem KFKV wird im FE-Modell ein reibungs-
freier, nichtabhebender Kontakt angenommen.

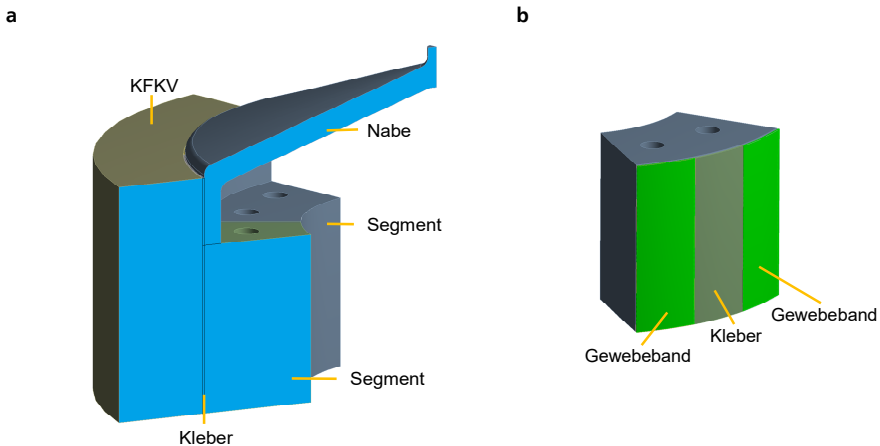


Abbildung 4.8: FE-Modell der zylindrischen Probe; **a** Im 3/16-Modell abgebildete Bauteile; hellblaue Flächen stellen Schnittkanten dar; **b** Verklebung der Segmente

Der Innenradius der Segmente wird mit 37,5 mm so gewählt, dass innerhalb der Probe Positionssensoren am Stator angebracht werden können. Ausgehend von der Vorauslegung aus Abschnitt 4.2.1 wird im FE-Modell die radiale Dicke der Segmente so angepasst, dass im KFKV im Kontaktbereich der Segmente bei 30.000 U/min betragsmäßig eine maximale radiale Querdruckspannung von 120 MPa auftritt. Die Höhe der Segmente entspricht hier mit 50 mm dem doppelten der radialen Dicke des KFKV.

Die mittels FEA berechneten radialen und axialen Querdruckspannungen im KFKV bei einer Drehzahl von 30.000 U/min sind in Abbildung 4.9 dargestellt. Am unteren Rand des Zylinders wird die gewünschte radiale Druckspannung erreicht. Jedoch tritt am Übergang von den Segmenten zur Nabe sowohl in radialer als auch in axialer Richtung ein starker Spannungssprung auf.⁹ Dieser ist darauf zurückzuführen, dass der Ring aus Stahl-Segmenten einen höheren Druck auf das KFKV erzeugt als die nichtsegmentierte Aluminium-Nabe, die eine tangentielle Steifigkeit und eine geringere Dichte aufweist. Am Übergang entstehen so starke Überhöhungen in den Querkzug- und Querdruckspannungen. Die radialen Querdruckspannungen überschreiten hier betragsmäßig die geforderten -120 MPa, die zusätzlich von hohen axialen Querdruckspannungen überlagert werden. Des

⁹ In den KES werden solche Spannungssprünge vermieden, indem auch in Bereichen des Rotors, wo keine funktionalen Einbauten benötigt werden, Platzhalter-Segmente eingeklebt werden.

Weiteren liegen die axialen Querkzugspannungen etwa bei der Hälfte der statischen Querkzugfestigkeit der standardisierten Proben. Aufgrund des starken Einflusses der Fertigung auf die Querkzugfestigkeit (siehe Abschnitt 2.1.2 bzw. [9]), sollte hier ein höherer Sicherheitsfaktor eingehalten werden. Des Weiteren wird durch den geringen radialen Druck der Nabe die radialen Querkzugspannungen im KFKV nicht ausreichend kompensiert, sodass nahe¹⁰ der oberen äußeren Kante des KFKV ein Bereich mit radialen Querkzugspannungen auftritt. Diese sind besonders kritisch, da sie von thermischen Zugspannungen in gleicher Wirkrichtung überlagert werden, die im Modell jedoch nicht abgebildet sind.

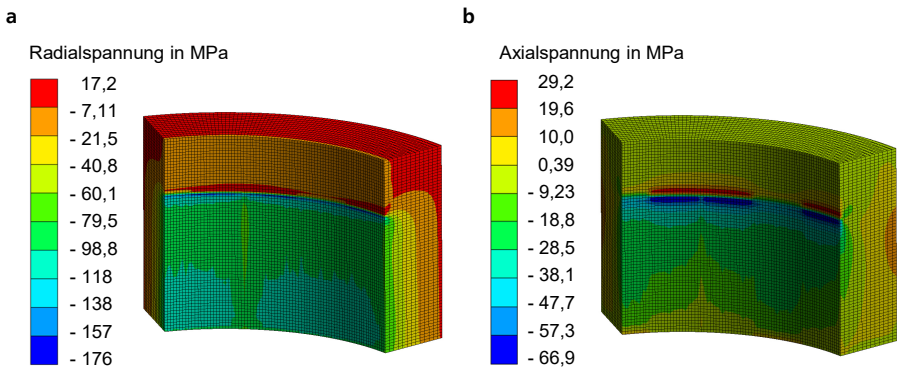


Abbildung 4.9: Normalspannungen in der zylindrischen Probe bei 30.000 U/min; **a** Radialspannung; **b** Axialspannungen

Eine Verminderung des Spannungssprungs wird durch die Reduktion der Segmentdicke vor dem Übergang erreicht. In gleicherweise werden die radialen Zugspannungen an der oberen, äußeren Kante des KFKV verringert, in dem die radiale Dicke des KFKV hier reduziert wird. Zu diesem Zweck werden sowohl die Segmente als auch das KFKV am oberen Ende konisch ausgeführt. Das angepasste Modell ist in Abbildung 4.10a dargestellt. Damit beim Wickeln des KFKV die Fasern an der Schräge nicht wegrutschen, kann hier nur ein relativ flacher Winkel von $9,5^\circ$ erzeugt werden. Die Probe muss somit insgesamt länger ausgeführt werden. Am unteren Ende der Probe ist ein Bereich vorgesehen, in dem sowohl der KFKV als auch die Segmente eine konstante Dicke aufweisen. Hier treten die zu testenden Spannungen auf. Die axiale Länge dieses Bereichs ist mit 35 mm so festgelegt, dass er länger als die Dicke des KFKV von 25 mm ist. Abbildung 4.10b zeigt die radialen Spannungen im KFKV. Im unteren Kontaktbereich der Segmente treten die zu testenden Querkdruckspannungen von -120 MPa auf. Durch die Anpassung der Segmente tritt am Übergang zur Nabe keine starke Überhöhung der radialen Spannungen mehr auf. Die Zugspannungen nahe der

¹⁰ Direkt an der radialen Außenseite des Zylinders treten keine Radialspannungen auf (vgl. (2.7)).

Außenseite des KFKV sind mit etwa 5 MPa unkritisch. Die maximalen tangentialen Längszugspannungen treten am unteren Ende der Probe zwischen den Klebestellen der Segmente auf und betragen etwa 700 MPa (vgl. Abbildung 4.10c). In axialer Richtung kommt es am Übergang zwischen den Segmenten und der Nabe weiterhin zu lokalen Zugspannungen (vgl. Abbildung 4.10d), diese sind mit 15 MPa etwa halb so hoch wie in Abbildung 4.9b. Auf der Außenseite des KFKV treten axiale Zugspannungen in der gleichen Größenordnung auf. Mit etwa einem Viertel der statischen Querkzugfestigkeit werden diese als unkritisch eingeschätzt.

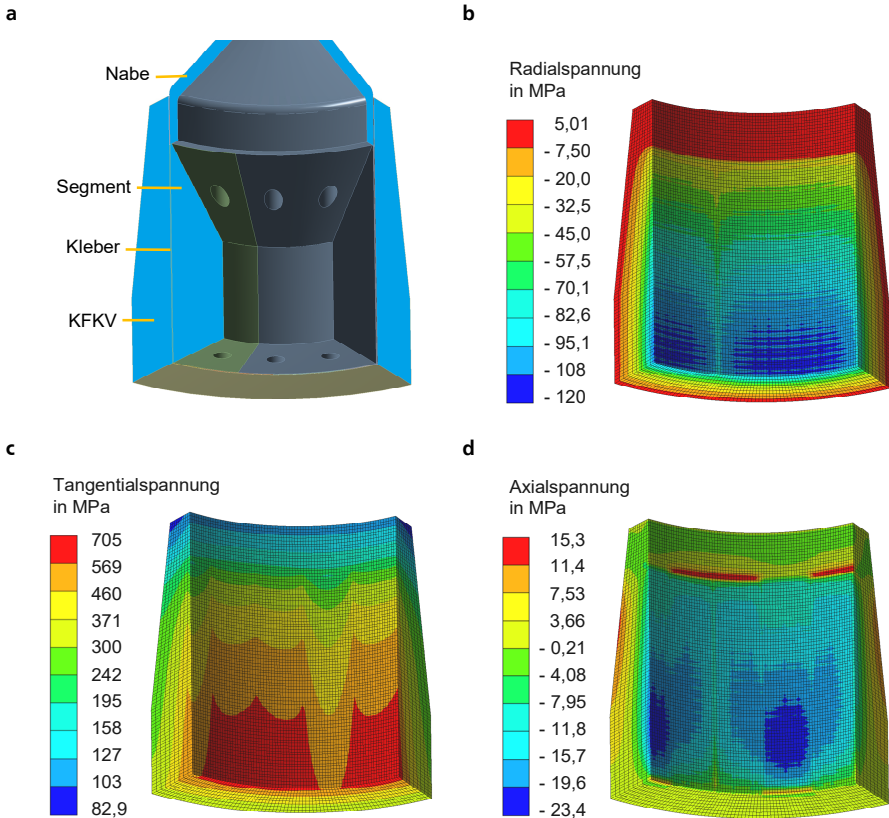


Abbildung 4.10: Normalspannungen im KFKV der angepassten Probe bei 30.000 U/min mittels FEA; a) Modell; b) Radialspannung im KFKV; c) Tangentialspannung im KFKV; d) Axialspannung im KFKV

In der Nabe beträgt die berechnete maximale Vergleichsspannung nach der Gestaltänderungsenergiehypothese bei 30.000 U/min 123 MPa. Die Nabe wird aus Al 7075 gefertigt, dessen 0,2 %-Dehn-

grenze bei über 400 MPa liegt [139]. Bei zyklischen Dreipunktbiegeversuchen in [139] tritt unterhalb einer Maximalspannung von 250 MPa bei keiner der untersuchten Proben aus Al 7075 Versagen bei bis zu 10^7 Zyklen auf.¹¹ Die Spannungen in der Nabe sind daher für Dauerlaufversuche mit 200.000 Zyklen unkritisch.

Die PSM kann kurzzeitig auch auf 40.000 U/min beschleunigt werden. In der Nabe steigt die Vergleichsspannung hierdurch auf 246 MPa, sodass hier weiterhin kein Versagen zu erwarten ist. Die maximalen Spannungen im KFKV sind in Tabelle 4.3 zusammengefasst. Zum Vergleich sind auch die statischen Festigkeiten des Verbunds aufgeführt (vgl. Tabelle 4.2). Durch die Drehzahlsteigerung steigen die Spannungen jeweils etwa um 78 %. Dies führt dazu, dass die radialen Querdrukspannungen betragsmäßig die statische Querdrukfestigkeit überschreiten. Die anderen Spannungen liegen weiterhin unterhalb ihrer statischen Festigkeitswerte. Mit einem Überdrehzahltest ist es somit möglich, gezielt ein Querdrukvorsagen einer Probe herbeizuführen, um bspw. die Schutzeinrichtungen zu überprüfen.

Die Gesamtmasse der Probe, also von KFKV mit Nabe und Segmenten, beträgt 7,95 kg. Für die folgende Auslegung der radialen und des axialen Magnetlagers wird eine Probenmasse von 20 kg angenommen, damit zukünftig auch schwere Proben getestet werden können.

Tabelle 4.3: Normalspannungen im KFKV der Probe bei 40.000 U/min

Spannung	Betragsmäßiger Maximalwert	statische Festigkeit (Quelle: [13])
radialer Querdruks	-206,5 MPa	-195 MPa
radialer Quersug	9,4 MPa	61 MPa
axialer Querdruks	-39,4 MPa	-195 MPa
axialer Quersug	29,7 MPa	61 MPa
tangentialer Längsug	1.248,9 MPa	2.000 MPa

4.4 Auslegung der radialen Magnetlager

Da homopolare Magnetlager nur eingeschränkt aus Blechen aufgebaut werden können und SMC eine zu geringe Festigkeit und Permeabilität aufweist, werden die beiden radialen Magnetlager als Heteropolarlager aufgebaut. Für eine einfache Ansteuerung werden sie mit acht Polen ausgeführt.

¹¹ Hierbei werden verschiedene Bearbeitungszustände und thermische Behandlungen betrachtet. Im günstigsten Fall tritt auch bei über 450 MPa und 10^7 Zyklen kein Versagen auf [139].

Eine Querschnittsansicht eines der Lager ist in Abbildung 4.11 dargestellt. Zur Reduzierung von Wirbelströmen werden auf die Welle Bleche aufgeschumpft, die den magnetischen Fluss leiten. Auch der Stator wird geblecht ausgeführt, wobei jedes Blech eine Ebene senkrecht zur Rotationsachse umfasst. Der Winkel von 45° zwischen zwei angrenzenden Polen kann auf diese Weise mit hoher Genauigkeit eingehalten werden. Die Pole werden so angesteuert, dass sich am Umfang die Sequenz NNSSNNSS einstellt. Zwischen gleichnamigen Polen werden Flusssperrn in Form von Löchern eingebracht, sodass davon auszugehen ist, dass die Streuflüsse zwischen diesen gering sind und das Magnetlager in vier unabhängige Polpaare zerlegt werden kann. Durch die getrennte Betrachtung der Polpaare, vereinfacht sich die Ansteuerung und Modellierung des Lagers.

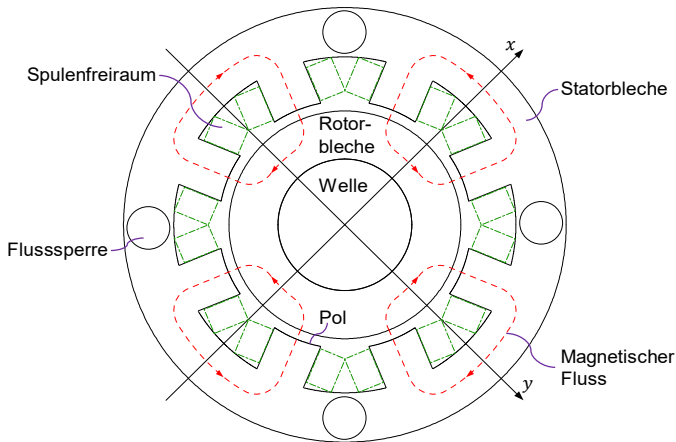


Abbildung 4.11: Achtpoliges aktives, radiales Magnetlager

Aufgrund seiner guten wirbelstromunterdrückenden Eigenschaften wird für Rotor und Stator $0,2\text{ mm}$ dickes, nicht kornorientiertes Elektroblech verwendet (NO 20-15 nach EN 10303). Dessen Sättigungsflussdichte B_{sat} liegt bei etwa $1,7\text{ T}$. Für einen näherungsweise linearen Betrieb wird die mittlere Flussdichte in der Auslegung auf $B < B_{\text{max}} = 1,3\text{ T}$ beschränkt. Bei einer mittleren Permeabilitätszahl von $\mu_r = 4500$ und einer elektrischen Leitfähigkeit von $\kappa = 2,15 \cdot 10^6 (\Omega\text{m})^{-1}$ tritt nach (3.27) eine nennenswerte Feldverdrängung in den Blechen erst bei Frequenzen über $2,6\text{ kHz}$ auf. Die Stellaktivität des Lagers wird im Betrieb voraussichtlich von unwuchterregten und daher drehzahlsynchronen Schwingungen dominiert. Da die maximale Drehfrequenz Ω_{max} des Prüfstands bei 667 Hz liegt, können Wirbelströme in der Modellierung der Regelaktivität des Lagers folglich vernachlässigt werden. Auch Hysterese und Materialsättigung werden in der Modellierung des weichmagnetischen Materials vernachlässigt. Bei der Auslegung wird eine konstante Permeabilitätszahl von $\mu_r = 4500$ angenommen.

In Abbildung 4.11 ist für das Lager ein Koordinatensystem definiert, bei dem die x- und y-Achse

jeweils mittig zwischen den Polen zweier senkrechter Polpaare steht und der Koordinatenursprung in der Statormitte liegt. Die z-Achse zeigt aus der Lagerebene nach unten in Richtung der Probe. Wie zuvor wird das Polpaar, das in der jeweils positiven Achsenrichtung angeordnet ist und somit eine Kraft in positiver Achsenrichtung auf den Rotor erzeugt, als positiver und der gegenüberliegende als negativer Aktor bezeichnet. Wie in Abschnitt 3.2 erläutert, werden der positive und negative Aktor einer Achse immer entgegengesetzt angesteuert. Hierfür wird eine Differenzwicklung verwendet. Sowohl der Vormagnetisierungsstrom I_B als auch der Steuerstrom in x-Richtung $I_{s,x}$ und in y-Richtung $I_{s,y}$ werden durch einen Schaltverstärker mittels PWM gespeist. Um eine möglichst gleichmäßige Flussverteilung im Lager zu erhalten, wird auf jedem Pol jeweils eine Spule für I_B und eine für I_s angebracht. Die Spulen können auf jedem Pol entweder radial hintereinander angeordnet oder tangential übereinander gewickelt werden. Bei der tangentialen Anordnung ist die Erregung durch I_B weiter über den Pol verteilt, sodass etwas geringere Streuflüsse zu erwarten sind. Diese Anordnung weist aber auch eine höhere kapazitive Kopplung der beiden Spulen auf. Bei Anwendungen, bei denen diese Kopplung minimiert werden muss, bspw. bei selbst-sensierenden Magnetlagern, ist die radiale Spulenordnung zu bevorzugen [140]. Da dies hier jedoch nicht der Fall ist, wird die tangentiale Anordnung gewählt. I_B und I_s sind durch den Verstärker auf den gleichen maximalen Strom beschränkt, weshalb auch die Windungszahl N beider Spulen gleich gewählt wird. Folglich wird die Vormagnetisierung in einem der Polpaare vollständig kompensiert, wenn $|I_s| = I_B$ eingestellt wird.

Der zur Ansteuerung der Magnetlager verwendete Schaltverstärker besitzt zehn Endstufenkanäle, die jeweils ± 12 A mit einer Spannung von bis zu 72 V stellen können. Durch das verwendete Netzteil ist die Spannung hier jedoch auf 54 V beschränkt. Jeder Kanal besitzt einen Stromsensor, dessen Signal zur Überwachung und Regelung des Stroms verwendet wird. Die Endstufen werden von einem zentralen Field-Programmable Gate Array (FPGA) angesteuert, auf dem die Regelung der Magnetlager implementiert wird. Das FPGA erlaubt es, mehrere Prozesse synchron mit einer Grundfrequenz von 160 MHz durchzuführen. Die Endstufen werden hier mit einer Schaltfrequenz 40 kHz betrieben, die je nach Komplexität des Regelalgorithmus auch angepasst werden kann. Der Verstärker besitzt zwölf 18 Bit und acht 16 Bit Analog-Digital-Wandler, die synchron mit einer maximalen Abtastfrequenz von 1 MHz eingelesen werden können. Auf der analogen Seite besitzt jeder Wandler einen passiven Tiefpassfilter 1. Ordnung mit einer Eckfrequenz von 5 kHz als Anti-Aliasing-Filter. Der Verstärker und seine Auslegung sind im Detail in [140] beschrieben.

4.4.1 Modellierung

Zur Berechnung des magnetischen Flusses wird der Aktor über ein Reluktanznetzwerk dargestellt. Zu diesem Zweck wird, wie bereits in Abschnitt 3.1 erläutert, für den Aktor ein Netzwerk aus Flusspfaden angenommen und die entsprechenden Reluktanzen berechnet. Im Folgenden werden die Polpaare in x-Richtung betrachtet, da aufgrund der Symmetrie des Lagers die Berechnungen

auch für die y -Richtung gelten. Wie die Steuerströme, sind allgemein auch die magnetischen Flüsse in x - und y -Richtung unterschiedlich. Auf die Indizierung der Richtung wird hier aus Übersichtlichkeitsgründen verzichtet. Die angenommenen Flusspfade in einem Polpaar sind in Abbildung 4.12a dargestellt. Neben einem Hauptflusspfad über das Statorjoch, die Luftspalte und den Rotor, wird ein Streuflusspfad durch den Spulenfreiraum angenommen. Da der Abstand der Schenkel an den Polen am kleinsten ist, ist zu erwarten, dass auch hier ein Großteil des Streuflusses den Spulenfreiraum überbrückt. Daher wird der Abzweigungspunkt des Streuflusses Φ_{St} vom Hauptfluss an dieser Stelle angenommen. Die Abmessungen der Bleche sind in Abbildung 4.12b aufgeführt. Hierbei ist r_R der Außenradius der Welle, r_{RB} der Außenradius der auf der Welle angebrachten Bleche, r_p der Innenradius der Pole auf dem Stator, d_p die Polbreite sowie r_{ji} und r_{ja} der Innen- und Außenradius des Rückschlusses des Statorjochs. Die eingezeichnete Spulendicke d_{sp} ist die Summe der Dicken der inneren Vormagnetisierungsspule und der äußeren Steuerspule sowie gegebenenfalls eingebrachten Isoliermaterials.

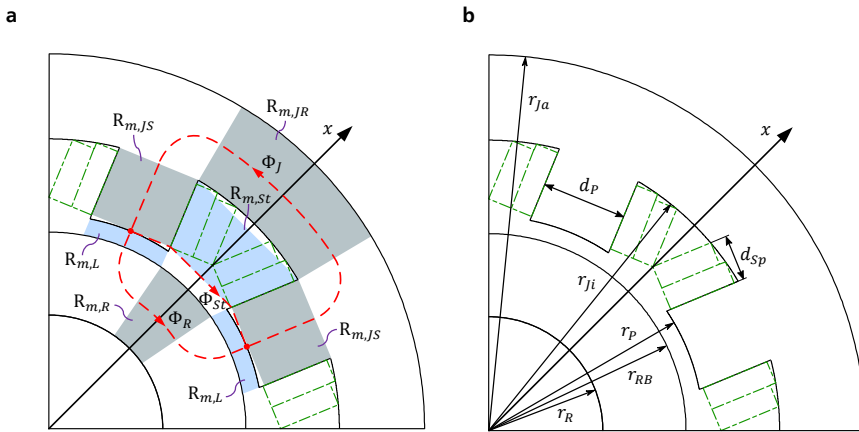


Abbildung 4.12: Polpaar eines radialen Magnetlagers; a Angenommener Flussverlauf und Reluktanznetzwerk; b Abmessung

Aus der Bauweise mit gestapelten Blechen folgt, dass Rotor und Stator jeweils eine konstante axiale Höhe aufweisen. Häufig wird der Blechstapel des Rotors dabei etwas höher ausgeführt als der des Stators. So können axiale Kräfte und damit eine Kopplung zum Axiallager vermieden werden, sollten Rotor und Stator nicht exakt axial ausgerichtet sein. Für die Auslegung des Aktors wird dies jedoch vernachlässigt und angenommen, dass das Lager die einheitliche Höhe h_p hat. Die projizierte Querschnittsfläche des Pols A_p ist

$$A_p = d_p h_p . \quad (4.6)$$

Die Pole sind am Umfang gleichmäßig verteilt, daher beträgt der Winkel zwischen zwei benachbarten Polen 45° und zwischen einer Polmittellinie und der nächsten Koordinatenachse $22,5^\circ$. Wird der Rotor um x und y in die entsprechenden Richtungen ausgelenkt, verkleinert sich der Luftspalt l_L des in diese Richtung liegenden Poles nach [141] zu

$$l_L = r_p - x \cos(\pi/8) - y \sin(\pi/8) - r_{RB} \sqrt{1 - \frac{(x \sin(\pi/8) - y \cos(\pi/8))^2}{r_{RB}^2}} . \quad (4.7)$$

Der Wurzel-Ausdruck resultiert hierbei aus der Krümmung des Rotors. Da r_{RB} deutlich größer ist als die möglichen Rotorauslenkungen, ist der Wurzel-Ausdruck hier in guter Näherung eins. Die Krümmung der Rotoroberfläche wird daher bei der Reluktanz des Luftspaltes vernachlässigt und (4.7) vereinfacht sich zu

$$l_L = l_{L,0} - x \cos(\pi/8) - y \sin(\pi/8) \quad (4.8)$$

mit $l_{L,0} = r_p - r_{RB} .$

Bei den zuvor angenommenen Flusspfaden muss der magnetische Fluss in den beiden Polluftspalten gleich sein. Bei einer Auslenkung des Rotors in y -Richtung wird daher die Erhöhung des Luftspaltes an dem einen Pol durch die Verkleinerung des Luftspaltes an dem anderen Pol kompensiert und der magnetische Fluss bleibt unverändert. Der y -Anteil wird im Folgenden daher vernachlässigt, womit beide Luftspalte eines Polpaars die gleiche Reluktanz besitzen. Mit (3.11) ergibt sich die Reluktanz der Luftspalte des positiven Aktors $R_{m,L+}$ und des negativen Aktors $R_{m,L-}$ in x -Richtung zu

$$R_{m,L\pm} = \frac{l_{L,0} \mp x \cos(\pi/8)}{\mu_0 A_p} , \quad (4.9)$$

wobei das negative Vorzeichen von x für $R_{m,L+}$ und das positive für $R_{m,L-}$ gilt. In der Berechnung der Reluktanz der geblechten Abschnitte der Pfade wird berücksichtigt, dass wegen der Isolierschicht zwischen den einzelnen Blechen nur ein Anteil k_{BSt} des Querschnitts aus ferromagnetischem Material besteht. Der als Stapelfaktor bezeichnete Anteil ist meist $k_{BSt} > 0,9$ und steigt mit der gewählten Blechdicke an. Wie bei den Luftspalten wird auch bei den Schenkeln des Statorjochs die Krümmung der Polfläche vernachlässigt. Somit folgt aus (3.11) für die Reluktanz der Schenkel

$$R_{m,JS} = \frac{r_{ji} - r_p}{k_{BSt} \mu_0 \mu_{r,RB} A_p}. \quad (4.10)$$

Die Rotorbleche und der Rückschluss im Statorjoch werden als Teile von tangential durchflossenen Hohlzylindern modelliert. Abgeleitet aus [53] berechnet sich die Reluktanz der Rotorbleche $R_{m,R}$ und die Reluktanz des Rückschlusses auf dem Stator $R_{m,JR}$ zu

$$R_{m,R} = \frac{2\varphi_R}{k_{BSt} \mu_0 \mu_{r,RB} h_p \ln\left(\frac{r_{RB}}{r_R}\right)} \quad \text{mit} \quad \varphi_R = \frac{\pi}{8} - \sin^{-1}\left(\frac{d_p}{2r_{RB}}\right)$$

(4.11)

$$\text{und } R_{m,JR} = \frac{2\varphi_J}{k_{BSt} \mu_0 \mu_{r,RB} h_p \ln\left(\frac{r_{Ja}}{r_{ji}}\right)} \quad \text{mit} \quad \varphi_J = \frac{\pi}{8} - \sin^{-1}\left(\frac{d_p}{2r_{ji}}\right).$$

Die Reluktanzen im Statorjoch werden zusammengefasst zu

$$R_{m,J} = R_{m,JR} + 2R_{m,JS}. \quad (4.12)$$

Die Reluktanz des Streuflusses wird über die Reluktanz eines geraden Prismas mit trapezförmiger Grundfläche abgeschätzt, wobei die ortsveränderliche Erregung vernachlässigt wird. Nach [142] berechnet sich die Reluktanz zu

$$R_{m,St} = \frac{r_{ji} \sin \varphi_J - r_p \sin \varphi_{St}}{(r_{ji} \cos \varphi_J - r_p \cos \varphi_{St}) \ln\left(\frac{r_{ji} \sin \varphi_L}{r_p \sin \varphi_{St}}\right) \mu_0 h_p}$$

(4.13)

$$\text{mit } \varphi_{St} = \frac{\pi}{8} - \sin^{-1}\left(\frac{d_p}{2r_p}\right).$$

Durch Lösen des aus dem Reluktanznetzwerk resultierenden Gleichungssystems (vgl. (3.13) und (3.14)) kann der Fluss im Statorjoch des positiven Aktors Φ_{J+} und des negativen Aktors Φ_{J-} mit

$$\Phi_{J\pm} = \frac{(I_B \pm I_S)N}{R_{m,gesJ\pm}} \quad (4.14)$$

$$\text{mit } R_{m,gesJ\pm} = \frac{(2R_{m,L\pm} + R_{m,R})(R_{m,St} + R_{m,J}) + R_{m,St}R_{m,J}}{2R_{m,L} + R_{m,R} + R_{m,St}}$$

sowie im Rotor und den Luftspalten des positiven Aktors Φ_{R+} und negativen Aktors Φ_{R-} mit

$$\Phi_{R\pm} = \frac{(I_B \pm I_S)N}{R_{m,gesR\pm}} \quad (4.15)$$

$$\text{mit } R_{m,gesR\pm} = \frac{(2R_{m,L\pm} + R_{m,R})(R_{m,St} + R_{m,J}) + R_{m,St}R_{m,J}}{R_{m,St}}$$

berechnet werden. Hierbei ist $I_{S,x}$ der Steuerstrom des Aktorpaars der x -Achse. Der Wicklungssinn der Spulen wurde dabei so angenommen, dass ein positiver Steuerstrom den Fluss im positiven Aktor erhöht und im negativen Aktor verringert. Wird die Flussdichte in den Luftspalten als homogen angenommen, folgt aus (3.16) und (4.15) die durch das Aktorpaar der x -Achse auf den Rotor wirkende resultierende, stationäre Kraft in x -Richtung zu

$$F_{rML} = \frac{(\Phi_{R+}^2 - \Phi_{R-}^2) \cos(\pi/8)}{\mu_0 A_P} \quad (4.16)$$

$$= \frac{N^2 \cos(\pi/8)}{\mu_0 A_P} \left(\frac{(I_B + I_S)^2}{R_{m,gesR+}^2} - \frac{(I_B - I_S)^2}{R_{m,gesR-}^2} \right).$$

Validierung des Reluktanzmodells mittels FEA

Um das aufgestellte Reluktanzmodell der Radiallager zu validieren, soll es mit Berechnungsergebnissen einer statischen 2D-FEA verglichen werden. Hierzu wird sowohl mittels des Reluktanzmodells sowie der 2D-FEA die Radialkraft des finalen oberen Radiallagers berechnet. Die wichtigsten Daten zu dem Lager sind in Anhang B2 aufgeführt. Das 2D-FE-Modell wird in dem kommerziellen Programm *ANSYS Maxwell* aufgebaut und berechnet. Abgebildet ist dabei eine vollständige Ebene des Lagers senkrecht zur Rotationsachse. Axiale Randeffekte werden in beiden Berechnungen nicht abgebildet. Neben einer detaillierten Abbildung der radialen Lagergeometrie wird in der 2D-FEA auch die nichtlineare BH-Kurve der Bleche berücksichtigt. Der Vergleich ist in Abbildung 4.13 dargestellt, wobei das Lager mit einem Strom von 6 A vormagnetisiert ist. In der linken Spalte von Abbildung 4.13 ist die Lagerkraft bei mittigem Rotor ($x = y = 0$) und einer Variation des Steuerstroms in x -Richtung $I_{S,x}$ dargestellt, während in der rechten Spalte $I_{S,x} = 0$ ist und die Rotorposition in x -Richtung variiert wird. In beiden Fällen ist der Steuerstrom in y -Richtung $I_{S,y} = 0$. Die oberen Abbildungen zeigen die Absolutwerte, die unteren Abbildungen jeweils die auf die Ergebnisse der FEA bezogene Differenz beider Berechnungen. Wie bereits in (3.20) gezeigt, ist bei konstantem μ_r die Abhängigkeit der Kraft von I_S bei einem mittigen Rotor linear. Eine merkliche Abweichung vom linearen Verhalten ist bei der FEA mit $\mu_r = \mu_r(H)$ erst ab $I_{S,x} > 4,5$ A zu sehen, darunter liegen die Abweichungen betragsmäßig unter 2 %. Bei Vollaussteuerung ($I_{S,x} = 6$ A) beträgt die Abweichung 7,3 %. Die Änderung der Kraft bei einer Änderung der Rotorauslenkung zeigt

auch bei konstantem μ_r ein ausgeprägt nichtlineares Verhalten (vgl. (3.21)). Hier ist im analytischen Modell die Abhängigkeit jedoch deutlich geringer, als in der FEA. Da die größten relativen Abweichungen bei kleinen Rotorauslenkungen auftreten, können diese nicht nur mit Materialsättigung begründet werden.

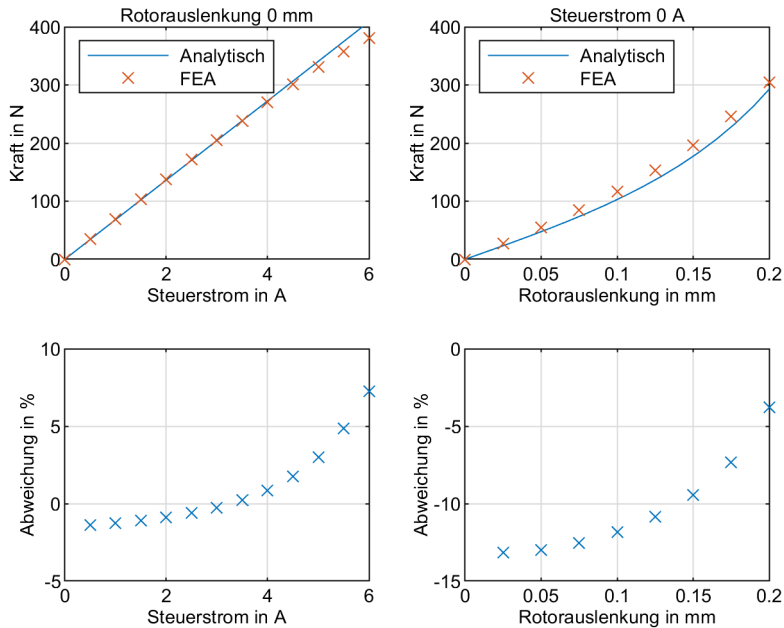


Abbildung 4.13: Analytisch und mittels FEA berechnete Kraft des oberen radialen Magnetlagers bei Variation des Steuerstroms $I_{S,x}$ bei mittigem Rotor sowie Variation der Rotorauslenkung ohne Steuerstrom; in beiden Fällen ist $I_{S,y} = 0$

Um diese Abweichung zu erklären, wird der genaue Aufbau des Lagers betrachtet. Die Pole sind immer $22,5^\circ$ zur nächsten Achsrichtung versetzt (vgl. Abbildung 4.12). Jeder Pol erzeugt so auch eine Kraft senkrecht zu der entsprechenden Achsenrichtung. In der Herleitung des Reluktanzmodells wurde angenommen, dass die Flussdichten in beiden Polen eines Polpaars immer gleich und homogen sind. Die Kräfte beider Pole sind dann immer gleich groß, sodass auch die senkrechten Kraftkomponenten betragsmäßig gleich aber entgegengerichtet sind und sich somit aufheben. Im realen Lager können sich aber bei exzentrischem Rotor Flusspfade ausbilden, die über ein Polpaar hinausgehen und so zu unterschiedlichen Flussdichten in den Polen eines Polpaars führen. Um dies zu verdeutlichen, ist in Abbildung 4.14 die mittels 2D-FEA berechnete Flussdichte und die zugehörigen Flusslinien im zuvor besprochenen Radiallager gezeigt. Der Rotor ist dabei um

0,2 mm in x -Richtung ausgelenkt. In y -Richtung ist er zentriert ($y = 0$) und die Steuerströme betragen 0 A ($I_{s,x} = I_{s,y} = 0$). Die Ergebnisse sind symmetrisch zur eingezeichneten x -Achse. Durch die exzentrische Lage ist der Fluss im rechten Polpaar sehr hoch. Durch das nichtlineare Materialverhalten ist so die Reluktanz des rechten Polpaars höher als die des linken. Ein Teil des magnetischen Flusses des oberen Polpaars (y -Richtung) bildet so einen Pfad über das linke Polpaar aus, jedoch nicht über das rechte. Daraus folgt, dass im oberen Polpaar der Fluss im rechten Pol höher ist als im linken. Die senkrechten Kraftkomponenten beider Pole sind entsprechend nicht mehr gleich und es resultiert eine Kraft des oberen Polpaars in x -Richtung. Des Weiteren wurde für das Reluktanzmodell angenommen, dass die durchflossene Querschnittsfläche im Luftspalt der Polfläche entspricht. Wie in Abbildung 4.14 ersichtlich, kommt es am Luftspalt jedoch zu einer Auffächerung des Flusses, die mit der Größe des Luftspalts zunimmt (vgl. [57]). Im oberen Aktor in Abbildung 4.14 ist durch die Exzentrizität des Rotors sowie die Krümmung seiner Oberfläche der Luftspalt am rechten Pol kleiner als am linken. Durch die geringere Auffächerung ist folglich die Flussdichte am rechten Pol größer als am linken. Dies gilt auch, wenn Streuflüsse vernachlässigbar sind und so der Gesamtfluss durch beide Pole gleich ist. Da die Kraft proportional zum Quadrat der Flussdichte, aber nur linear zur Querschnittsfläche steigt (vgl. (3.15)), führt diese Flusskonzentration am rechten Pol an diesem zu einer höheren Kraft als am linken und damit zu einer resultierenden Kraftkomponente in x -Richtung. Diese Kraftkomponenten nimmt bei beiden beschriebenen Effekten mit der Rotorauslenkung zu und führt so zu einer gleichermaßen steigenden absoluten Abweichung zwischen FEA und Reluktanzmodell. Die Kraft im rechten Polpaar nimmt jedoch stärker zu, sodass der Betrag der relativen Abweichung mit der Rotorauslenkung abnimmt. Dass zumindest ein Teil der Abweichung zwischen FEA und Reluktanzmodell auf diese Kopplungen zurückzuführen ist, lässt sich zeigen, indem in der FEA die Vormagnetisierung der beiden Polpaare in der y -Achse auf Null gesetzt wird. Die Abweichung zur analytischen Berechnung sind dann für kleine Auslenkungen vernachlässigbar klein und bleibt auch bei großen Auslenkungen unter 5 %.

Um die Erhöhung der Kraft-Weg-Abhängigkeit im Reluktanzmodell zu berücksichtigen, wird ein Korrekturfaktor von 1,14 für die Rotorauslenkung eingeführt. Die Abweichung zwischen FEA und Reluktanzmodell sind dann für kleine Auslenkungen vernachlässigbar klein. Bei großen Auslenkungen treten hingegen weiterhin deutliche Abweichungen auf. Bei der maximalen Auslenkung von 0,2 mm beträgt die Abweichung 29 %, die primär auf das nichtlineare Materialverhalten zurückzuführen ist. Hierbei muss berücksichtigt werden, dass die in Abbildung 4.14 gezeigte stark asymmetrische Flussverteilung im Betrieb normalerweise nicht vorkommt. Die Regelung wird bei einer Auslenkung in positiver x -Richtung in den meisten Fällen den Fluss im negativen Polpaar erhöhen, um den Rotor wieder zu zentrieren. Das korrigierte Reluktanzmodell wird daher als ausreichend genau eingeschätzt. Bei der linearisierten Modellierung des Lagers nach (3.22) führt die Korrektur zu einer Erhöhung des Kraft-Weg-Faktors k_x um 14 %.

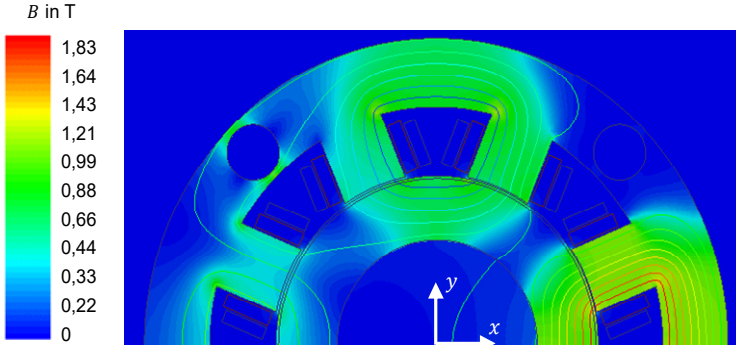


Abbildung 4.14: Flusslinien und -dichte bei einer Rotorauslenkung von 0,2 mm in x-Richtung und einem Vormagnetisierungsstrom von 6 A.

Elektrischer Kreis

Für dynamische Betrachtungen des Aktorverhaltens muss dessen elektrische Ansteuerung berücksichtigt werden. Wirbelströme und Hysterese werden weiterhin vernachlässigt. Die Anwendung des Induktionsgesetzes in der Form von (3.6) auf die Steuerspulen einer Achse liefert

$$U = R_{el,s} I_s + N \left(\frac{d\Phi_{J+}}{dt} - \frac{d\Phi_{J-}}{dt} \right), \quad (4.17)$$

wobei U die Erregerspannung der Endstufe und $R_{el,s}$ die Summe der Ohm'schen Widerstände der Steuerspulen einer Achse ist. Dies gilt jeweils für die x - und y -Richtung, auf deren Indizierung wie zuvor verzichtet wird. Das negative Vorzeichen bei der Induktion im negativen Aktor resultiert aus dem Wicksinn der Spule. Werden Temperatureinflüsse auf das Materialverhalten vernachlässigt, können Flussänderungen nur durch Änderungen des Stroms oder des Luftspaltes hervorgerufen werden. Wird I_B als konstant vorausgesetzt, lässt sich die Flussänderung ausdrücken über

$$\frac{d\Phi_{J\pm}}{dt} = \frac{\partial\Phi_{J\pm}}{\partial I_s} \frac{dI_s}{dt} + \frac{\partial\Phi_{J\pm}}{\partial x} \frac{dx}{dt}. \quad (4.18)$$

Die jeweilige Differentiation von (4.14) ergibt

$$\frac{\partial\Phi_{J\pm}}{\partial I_s} = \pm \frac{N}{R_{m,gesJ\pm}} \quad (4.19)$$

und

$$\frac{\partial \Phi_{J\pm}}{\partial x} = \pm \frac{2N(I_B \pm I_S) \cos(\pi/8)}{\mu_0 A_P R_{m,gesR\pm}^2}, \quad (4.20)$$

wobei μ_r weiterhin als konstant angenommen ist. Gewöhnlich wird das Verhalten des Aktors im Nominalzustand ($x = 0$ und $I_S = 0$) betrachtet. Hier gilt

$$\begin{aligned} R_{m,L+}(x=0) &= R_{m,L-}(x=0) = R_{m,L}, \\ \text{daher auch } R_{m,gesR+}(x=0) &= R_{m,gesR-}(x=0) = R_{m,gesR} \\ \text{und } R_{m,gesJ+}(x=0) &= R_{m,gesJ-}(x=0) = R_{m,gesJ}. \end{aligned} \quad (4.21)$$

Aus (4.17) bis (4.21) folgt für die Ansteuerung einer Achse in der Nominalposition

$$\begin{aligned} U &= R_{el,S} I_S + L_{rML} \frac{dI_S}{dt} + k_{ind} \frac{dx}{dt} \\ \text{mit } L_{rML} &= \frac{2N^2}{R_{m,gesJ}} \\ \text{und } k_{ind} &= \frac{4N^2 I_B \cos(\pi/8)}{\mu_0 A_P R_{m,gesR}^2}. \end{aligned} \quad (4.22)$$

4.4.2 Anforderungen und Randbedingungen

Das primäre Ziel der Auslegung der Aktoren ist, dass eine Minimalkraftanforderung für bestimmte Betriebszustände erfüllt wird. Die Kraft im oberen Magnetlager $F_{rML,o}$ mit dem Steuerstrom $I_{S,o,i}$ und der Auslenkung $x_{o,i}$ muss daher größer oder gleich $F_{soll,o,i}$ sein. Dies gilt analog für das untere Magnetlager, dessen Kraft $F_{rML,u}$ mit dem Steuerstrom $I_{S,u,i}$ und der Auslenkung $x_{u,i}$ größer oder gleich $F_{soll,u,i}$ sein muss. Hierbei werden mehrere Zustände berücksichtigt.

Die radialen Magnetlager müssen den Rotor im Stillstand aus den Fanglagern heben und im Betrieb auf seiner Sollposition halten können. Wegen der vertikalen Wellenausrichtung spielt die Gravitation für die radialen Magnetlager keine wesentliche Rolle. Da der Dauerlaufprüfstand des Weiteren an einer geschützten Stelle aufgestellt wird, sind im Betrieb keine nennenswerten externen Kräfte zu erwarten. Interne Kräfte, die der Aktor kompensieren muss, resultieren aus der negativen Steifigkeit der PSM und der Unwucht des Rotors.

Der magnetische Fluss der auf dem Rotor montierten Permanentmagnete der PSM erzeugt radiale

Reluktanzkräfte. Wird der Rotor aus der Mittelage ausgelenkt, steigt die Kraft auf der Seite mit dem kleineren Luftspalt und sinkt auf der gegenüberliegenden Seite. Die resultierende Kraft wirkt in Richtung der Auslenkung. Diese negative Steifigkeit der PSM wird nach [143] über

$$k_{x,PSM} = -\frac{\pi r_{P,PSM} l_{Fe,PSM} B_{L,PSM}^2}{2\mu_0 l_{L,PSM}} \quad (4.23)$$

berechnet, worin $l_{Fe,PSM}$ die aktive Länge, $l_{L,PSM}$ der Luftspalt bei zentriertem Rotor und $r_{P,PSM}$ der Innenradius der PSM ist. Die Luftspaltflussdichte $B_{L,PSM}$ der unbestromten PSM wird nach [144] mit

$$B_{L,PSM} = \frac{B_{R,Mag}}{1 + \frac{l_{L,PSM} \mu_{r,Mag}}{h_{Mag}}} \quad (4.24)$$

abgeschätzt. Hierbei ist $B_{R,Mag}$ die Remanenzflussdichte, $\mu_{r,Mag}$ die Permeabilitätszahl und h_{Mag} die radiale Dicke der auf dem Rotor der PSM verbauten Permanentmagnete. Um den Rotor aus den Fanglagern mit dem Luftspalt x_{Fl} zu heben, müssen die Magnetlager $k_{x,PSM}$ kompensieren. Unter der Annahme, dass die PSM sich axial mittig zwischen den beiden Magnetlagern befindet, ist die dafür benötigte Kraftamplitude des oberen Lagers $F_{soll,o,1}$ und des unteren Lagers $F_{soll,u,1}$

$$F_{soll,o,1} = F_{soll,u,1} = \left| \frac{k_{x,PSM} x_{Fl}}{2} \right|. \quad (4.25)$$

Die Erregung durch die Unwucht ist besonders kritisch, wenn die Drehzahl und damit die Umlauffrequenz der Unwucht, mit einer Eigenfrequenz des Systems übereinstimmt. Die elastisch gestaltete Probenanbindung und Magnetlagerung führen dazu, dass, um in den Betriebsbereich zu gelangen, mehrere Eigenfrequenzen durchfahren werden müssen. Da sich beim Durchfahren jeder Eigenfrequenz die für die Unwuchtauslenkung relevante Massenverteilung ändert, sind die daraus resultierenden Kräfte ohne genaue Rotorgeometrie schwer vorherzusagen. Zur Abschätzung werden zwei vereinfachte Fälle betrachtet. Die Eigenfrequenz $\omega_{1,vw}$, mit der die Probe gegen die starre Welle schwingt, liegt unterhalb der Eigenfrequenzen $\omega_{2,vw}$ der quasi-translatorischen Bewegung der Welle in den Magnetlagern (vgl. Abschnitt 4.6). Als erster Fall wird daher die Durchfahrt von $\omega_{1,vw}$ betrachtet, wie sie in Abbildung 4.15a dargestellt ist. Hierfür wird vereinfachend angenommen, dass die Welle hierbei zentriert bleibt, eine vernachlässigbare Exzentrizität aufweist und die Probe so gut gewuchtet ist bzw. die Durchfahrt so schnell erfolgt, dass die Probe maximal um $x_{pr,max}$ von der Rotationsachse ausgelenkt wird. $x_{pr,max}$ kann hierbei größer sein als die möglichen Auslenkungen der Welle. Die statische Exzentrizität der Probe wird vernachlässigt. Die Wirkung

des umlaufenden Probenschwerpunkts wird über die Unwuchtkraft $F_{Un,Pr}$ abgebildet, die sich bei der Drehfrequenz $\Omega = \omega_{1,vw}$ zu

$$F_{Un,Pr} = m_{Pr} x_{Pr,max} \omega_{1,vw}^2 \quad (4.26)$$

ergibt. Über das statische Kräfte- und Momentengleichgewicht ergeben sich die Kräfte in den Magnetlagern. Der Abstand $2l_{rML}$ zwischen den beiden Magnetlagern und der Abstand zwischen dem unteren Magnetlager und dem Probenschwerpunkt l_{Pr} folgen erst aus der Detailauslegung des Prüfstandes, können aber als etwa gleich abgeschätzt werden ($2l_{rML} \approx l_{Pr}$). Die Lagerkräfte vereinfachen sich daher zu

$$\begin{aligned} F_{soll,o,2} &= |F_{Un,Pr}| \frac{l_{Pr}}{2l_{rML}} \approx |F_{Un,Pr}| \\ \text{und } F_{soll,u,2} &= |F_{Un,Pr}| \frac{l_{Pr} + 2l_{rML}}{2l_{rML}} \approx 2|F_{Un,Pr}|. \end{aligned} \quad (4.27)$$

Das untere Lager muss hier eine etwa doppelt so hohe Kraft aufbringen wie das obere.

Als zweiter Fall wird die Durchfahrt durch die quasi-translatorische Eigenfrequenz $\omega_{2,vw}$ der starren Welle in den Magnetlager betrachtet, wie sie in Abbildung 4.15b dargestellt ist. Die aus ihrer Unwucht resultierende Auslenkung der Welle sei durch Wuchten und die Magnetlagerregelung auf den Wert $x_{R,max}$ beschränkt. Es wird vereinfachend angenommen, dass die Welle keine Schiefstellung aufweist, ihr Schwerpunkt mittig zwischen den beiden Magnetlagern liegt sowie dass $x_{R,max}$ deutlich größer als die Exzentrizität der Welle ist und letztere daher vernachlässigt werden kann. Die Wirkung des umlaufenden Wellenschwerpunkts wird über die Unwuchtkraft $F_{Un,R}$ abgebildet. Diese ergibt sich bei der Drehfrequenz $\Omega = \omega_{2,vw}$ zu

$$F_{Un,R} = m_W x_{R,max} \omega_{2,vw}^2. \quad (4.28)$$

Die Wellenmasse m_W muss hierfür abgeschätzt werden. Aufgrund der Exzentrizität erzeugt zusätzlich die PSM eine Kraft auf die Welle, die wie zuvor mittig zwischen den Magnetlagern angenommen wird. Da $\omega_{2,vw} > \omega_{1,vw}$ ist, wird angenommen, dass sich die Probe vollständig zentriert hat. Durch die Verformung der Probenanbindung wirkt eine zentrierende Kraft auf das untere Wellenende. Die Steifigkeit der Probenanbindung $k_{mech,Pr}$ wird über $\omega_{1,vw}$ zu

$$k_{mech,Pr} = \omega_{1,vw}^2 m_{Pr} \quad (4.29)$$

abgeschätzt. Der Abstand l_{kPr} zwischen dem unterem Magnetlager und dem Angriffspunkt der

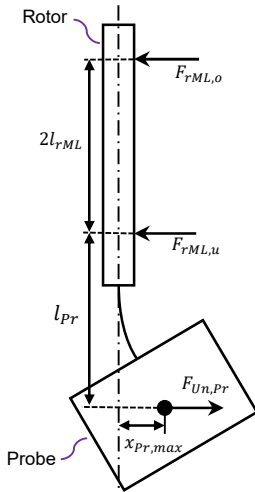
Probenanbindung wird als ein Viertel des Magnetlagerabstandes angenommen ($2l_{kPr} \approx l_{rML}$). Über das statische Kräfte- und Momentengleichgewicht ergeben sich die Magnetlagerkräfte zu

$$F_{soll,o,3} = \left| \frac{1}{2} (F_{Un,Pr} - k_{x,PSM} x_{R,max}) + \frac{1}{4} k_{mech,Pr} x_{R,max} \right| \quad (4.30)$$

und $F_{soll,u,3} = \left| \frac{1}{2} (F_{Un,Pr} - k_{x,PSM} x_{R,max}) - \frac{5}{4} k_{mech,Pr} x_{R,max} \right|$.

In diesem Fall muss das obere Lager die größere Kraft bereitstellen.

a



b

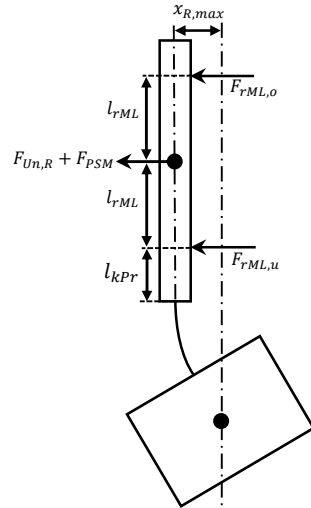


Abbildung 4.15: Vereinfachte Modellierung der Unwucht; **a** Bei niedrigen Frequenzen ist die Probe ausgelenkt und die Welle zentriert; **b** Bei höheren Frequenzen zentriert sich die Probe und die Welle wird ausgelenkt

Zusammengefasst ergeben sich somit die Kraftanforderungen

$$\begin{aligned} F_{rML,o}(x = -x_{Fl}, I_S = I_B) &\geq F_{soll,o,1}, & F_{rML,u}(x = -x_{Fl}, I_S = I_B) &\geq F_{soll,u,1}, \\ F_{rML,o}(x = 0, I_S = I_B) &\geq F_{soll,o,2}, & F_{rML,u}(x = 0, I_S = I_B) &\geq F_{soll,u,2}, \end{aligned} \quad (4.31)$$

$$F_{rML,o}(x = -x_{R,max}, I_S = I_B) \geq F_{soll,o,3} ,$$

$$\text{und } F_{rML,u}(x = -x_{R,max}, I_S = I_B) \geq F_{soll,u,3} ,$$

die bei der Auslegung überprüft werden. Meistens wird nur eine der Kraftanforderungen pro Lager dessen Auslegung bestimmen. In Tabelle 4.4 sind für die drei Lastfälle jeweils die geforderten Kräfte und die erreichten Magnetlagerkräfte dargestellt. Die hierzu verwendeten Parameter sind in Anhang B2 zusammengefasst. Beim oberen Lager ist Lastfall drei und beim unteren Lager Lastfall zwei dimensionierend. In den beiden anderen Fällen übersteigt die mögliche Lagerkraft jeweils die geforderte.

Tabelle 4.4: Kraftanforderungen an die radialen Magnetlager

Lastfall	x	I_S	$F_{soll,o}$	$F_{rML,o}$	$F_{soll,u}$	$F_{rML,u}$
1	-0,2 mm	6 A	50,6 N	193,5 N	50,6 N	168,6 N
2	0	6 A	177,7 N	408,2 N	355,3 N	355,3 N
3	-0,13 mm	6 A	244,6 N	244,6 N	210,2 N	213,1 N

Beschränkung der Flussdichte

Wird im Betrieb die zuvor definierte maximal zulässige magnetische Flussdichte B_{max} überschritten, kommt es zu verstärkt nichtlinearem Aktorverhalten. Um dies zu verhindern, wird die Flussdichte in der Auslegung begrenzt. Bei Vernachlässigung von Streuflüssen ist der magnetische Fluss in Joch und Rotor überall gleich. Wird die Aktorgeometrie so gewählt, dass die durchflossene Querschnittsfläche im Aktormaterial überall A_p ist, ist auch die Flussdichte überall näherungsweise gleich und damit auch die Materialausnutzung. Im Betrieb werden gewöhnlich Kräfte entgegen der Rotorauslenkung aufgebracht, d.h. der Steuerstrom im positiven Aktor wird bei einer negativen Auslenkung erhöht. Um B_{max} im Betrieb nicht nennenswert zu überschreiten, aber dennoch eine gute Materialausnutzung zu erzielen, wird bei der Auslegung daher

$$\begin{aligned}
B_{J+}(x < 0, |I_S| \leq I_B) &= \frac{\Phi_{J+}(x < 0, |I_S| \leq I_B)}{k_{BST}A_P} \leq B_{max}, \\
B_{J-}(x > 0, |I_S| \leq I_B) &= \frac{\Phi_{J-}(x > 0, |I_S| \leq I_B)}{k_{BST}A_P} \leq B_{max}, \\
B_{R+}(x < 0, |I_S| \leq I_B) &= \frac{\Phi_{R+}(x < 0, |I_S| \leq I_B)}{k_{BST}A_P} \leq B_{max}, \\
\text{und } B_{R-}(x > 0, |I_S| \leq I_B) &= \frac{\Phi_{R-}(x > 0, |I_S| \leq I_B)}{k_{BST}A_P} \leq B_{max}
\end{aligned} \tag{4.32}$$

gefordert. Durch diese Auslegung wird es bspw. zu $B_{J+} > B_{max}$ kommen, wenn $I_S = I_B$ und $x > 0$. Jedoch wird dieser Zustand im Normalbetrieb nur selten vorkommen, da die Regelung bei einer Auslenkung gewöhnlich keine große Kraft in die Richtung der Auslenkung aufbringt. Die Einschränkung $|I_S| \leq I_B$ folgt aus der Ansteuerung über eine Differenzwicklung. Da wegen der Symmetrie des Lagers, der Streuflüsse und der konstanten Querschnittsfläche $B_J > B_R$ ist, reicht es B_{J+} zu überprüfen. B_{J+} steigt kontinuierlich mit I_S und x , weshalb die Forderungen in (4.32) erfüllt sind, wenn das Lager so ausgelegt wird, dass gilt

$$B_{J+}(x = 0, I_S = I_B) \stackrel{!}{=} B_{max}. \tag{4.33}$$

Anforderungen an die Dynamik

Für kleine Auslenkungen ist nach (3.22) F_{rML} proportional zu I_S , somit ergibt sich die mögliche Stellfrequenz des Lagers aus der Dynamik des elektrischen Kreises. Steht der Rotor still und wird die Steuerspule mit einer sinusförmigen Spannung U der Frequenz ω angeregt, wird sich nach (4.22) auch I_S sinusförmig mit ω einstellen zu

$$I_S = \frac{U}{R_{el,S} + j\omega L_{rML}}. \tag{4.34}$$

Die Amplitude von I_S ist somit durch die maximale Spannung U_{max} beschränkt

$$|I_S| \leq \frac{U_{max}}{\sqrt{R_{el,S}^2 + \omega^2 L_{rML}^2}}. \tag{4.35}$$

Zusätzlich wird I_S durch den maximalen zulässigen Strom $I_{S,max}$ beschränkt, wobei für die hier

verwendete Differenzwicklung zuvor bereits $I_{S,max} = I_B$ festgelegt wurde. Gewöhnlich ist $U_{max}/R_{el,S} > I_{S,max}$, sodass (4.35) nur für Frequenzen ω interessant ist, für die

$$\omega > \omega_{sat} = \sqrt{\frac{U_{max}^2 - R_{el,S}^2 I_{S,max}^2}{L_{rML}^2 I_{S,max}^2}} \quad (4.36)$$

gilt [51]. Bei niedrigeren Frequenzen ist $|I_S| \leq I_{S,max} = I_B$. Da für $\omega > \omega_{sat}$ die Kraftamplitude des Lagers eingeschränkt ist, wird gefordert, dass ω_{sat} oberhalb der höchsten Eigenfrequenz des Rotors $\omega_{vw,max}$ liegt, die im Drehzahlbereich durchfahren werden muss (vgl. Abschnitt 4.6), d.h.

$$\begin{aligned} \omega_{sat} &> \omega_{vw,max} \quad \text{mit} \quad \omega_{vw,max} = \max(\omega_{i,vw}) \\ \text{mit} \quad \omega_{i,vw}(\Omega) &= \Omega \quad \text{für} \quad \Omega < \Omega_{max} . \end{aligned} \quad (4.37)$$

Drehfrequenzen, für die $\omega_{i,vw}(\Omega) = \Omega$ gilt, werden auch als kritische Drehfrequenzen Ω_{krit} bezeichnet. Ob die Forderung (4.37) erfüllt ist, kann erst überprüft werden, wenn das Gesamtsystem so weit ausgelegt ist, dass die Eigenfrequenzen abgeschätzt werden können (siehe Abschnitt 4.6). In der Auslegung wird daher ein möglichst hohes ω_{sat} gefordert. Da U_{max} durch den Verstärker bzw. das Netzteil vorgegeben ist, muss entsprechend L_{rML} und $R_{el,S}$ klein gehalten werden. Beides wird erreicht, indem die Windungszahl der Steuerspule und die Reluktanz des Hauptflusspfades minimiert werden.

4.4.3 Vorgehen bei der Auslegung

Das obere und untere Magnetlager werden anhand von (4.31) und (4.33) ausgelegt, wobei eine möglichst niedrige Windungszahl N und Reluktanz $R_{m,gesJ}$ angestrebt werden. Die erreichte Dynamik wird nach der Auslegung mit den Dynamikanforderungen (4.37) abgeglichen. Können die Anforderungen nicht erfüllt werden, erfolgt eine Anpassung der Auslegungsrandbedingungen bspw. durch eine Endstufe mit höherer maximaler Ausgangsleistung oder einem Kernmaterial mit höherem B_{max} . Der folgende Ablauf ist bei beiden Lagern gleich, weshalb auf die Indizierung des oberen und unteren Lagers verzichtet wird.

Geometrie berechnen

Aufgrund der Symmetrie kann bei den achtpoligen Lagern ein Pol maximal einen Winkel von 45° umspannen, hierbei würden sich benachbarte Pole gerade berühren. Der Anteil, welcher jeder Pol von den 45° einnimmt, beschreibt die Polbedeckung k_{pb}

$$k_{pb} = \frac{8}{\pi} \sin^{-1} \left(\frac{d_p}{2r_p} \right). \quad (4.38)$$

Ist k_{pb} klein, muss der Aktor sehr hoch gebaut werden, um die für die geforderte Kraft benötigte Polfläche zu erhalten. Mit der Lagerhöhe steigt auch die Wellenlänge und damit sinken deren Biegeeigenfrequenzen. Da hier eine möglichst starre Welle angestrebt wird, sollten die Lager entsprechend kurz sein. Ist k_{pb} hingegen sehr groß, ist senkrecht zwischen den Polen nur wenig Platz für die Spulen, sodass diese in radiale Richtung sehr lang werden. Dies führt zu einem großen Lageraußendurchmesser, einer hohen Reluktanz und hohen Streuflüssen. Um dennoch den benötigten Fluss im Luftspalt zu erzeugen, müssen entsprechend mehr Windungen vorgesehen werden, die wiederum die Dynamik des Lagers reduzieren. Eine sinnvolle Wahl von k_{pb} liegt folglich im mittleren Bereich zwischen 0,4 und 0,6, wobei die genaue Wahl von den Randbedingungen und der Gewichtung der verschiedenen Ziele abhängt. Hier wird für die Lagerauslegung $k_{pb} = 0,5$ vorgegeben. Eine Parameterstudie zur Polbedeckung am oberen Magnetlager ist in Anhang A1 zu finden.

Aus der in Abschnitt 4.2.4 festgelegten Komponentenanzordnung ergeben sich geometrische Randbedingungen für die Magnetlager. Da die feste Axiallagerzugscheibe den größten Außenradius auf der Welle aufweist, ist beim oberen Magnetlager r_p größer zu wählen als der Außenradius des Motorrotors $r_{a,PSM}$, damit die Welle bei einer Demontage gezogen werden kann. Aus dem gleichen Grund muss am unteren Magnetlager r_{RB} kleiner sein als der Innenradius des Motorstators $r_{i,PSM}$. Am oberen Magnetlager muss r_R größer sein als der Rotorblechinnenradius am Motor $r_{R,PSM}$, sodass die Montage der Magnetlagerbleche möglich ist. Umgekehrt ist am unteren Magnetlager $r_R < r_{R,PSM}$ zu wählen, damit die Motorbleche aufgeschoben werden können. Zunächst wird davon ausgegangen, dass die Magnetlagerrotorbleche eine geringere radiale Tiefe als die Rotoraufbauten der PSM haben. Daher wird beim oberen Magnetlager $r_p = r_{a,PSM} + \delta r_1$ und beim unteren Magnetlager $r_R = r_{R,PSM} - \delta r_2$ vorgegeben. Die Aufmaße δr_1 und δr_2 sind dabei in Abhängigkeit der Fertigungstoleranzen zu wählen. Am Ende der Auslegung wird überprüft, ob beim oberen Magnetlager die Bedingung $r_p > r_{a,PSM}$ und ob beim unteren $r_{RB} \leq r_{i,PSM}$ erfüllt sind.

Wie zuvor beschrieben wird für die radialen Magnetlager die durchflossene Querschnittsfläche im Rotor gleich A_p gewählt, damit B_{max} nicht überschritten wird. Da die axiale Höhe h_p im Aktor überall gleich ist, muss nach (4.6) der Rotorblechaußenradius r_{RB} um d_p dicker sein als der Rotor

$$r_{RB} = r_R + d_p \quad (4.39)$$

und damit

$$r_p = r_R + d_p + l_{L,0} . \quad (4.40)$$

Mit der Definition von k_{pb} in (4.38) folgt daraus

$$r_p = \frac{r_R + l_{L,0}}{1 - 2 \sin\left(\frac{\pi}{8} k_{pb}\right)} . \quad (4.41)$$

Wird für die Auslegung r_R oder r_p vorgegeben, kann aus (4.41) die jeweils andere Größe berechnet werden.

Damit die Spulen radial auf die Pole geschoben werden können, ergibt sich deren maximale Dicke d_{sp} (vgl. Abbildung 4.12) aus dem Freiraum senkrecht zum Pol unter Vernachlässigung der Polkrümmung zu

$$d_{sp} = r_p \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) - \frac{d_p}{2} . \quad (4.42)$$

Im Betrieb ist der Vormagnetisierungsstrom größer als der Steuerstrom, daher ist es möglich den Leiterraußenradius der Steuerspule $r_{SL,S}$ kleiner als den der Vormagnetisierungsspule $r_{SL,B}$ zu wählen. Der verfügbare Polabstand wird auf die beiden Spulen aufgeteilt, wobei zwischen den Spulen, zwischen Spule und Pol sowie zur Spule des angrenzenden Pols jeweils Platz für Isoliermaterial der Dicke d_{iso} vorgesehen wird. Die mögliche Anzahl der tangentialen Spulenlagen N_t pro Vormagnetisierungs- und Steuerspule pro Pol ist somit

$$N_t = \left\lfloor \frac{d_{sp} - 3d_{iso}}{2(r_{SL,B} + r_{SL,S})} \right\rfloor . \quad (4.43)$$

Mit den vorgegebenen Parametern ist N_t und $I_{s,max}$ definiert. Die zur Erreichung der gewünschten Flussdichte benötigte Erregung kann somit nur über eine Erhöhung der radialen Spulenlagen N_r erreicht werden. Gleichmaßen ist d_p und B_{max} definiert. Die erforderliche Kraft kann somit nur über die Polhöhe h_p eingestellt werden. Da beide Parameter die Reluktanz des Lagers verändern, erfolgt deren Berechnung iterativ. Zur Bestimmung eines Startwertes werden zunächst die Reluktanz der Bleche sowie Streuflüsse vernachlässigt und aus den Forderungen (4.31) und (4.33) die benötigte Polfläche und Windungszahl abgeschätzt. Auf dieser Schätzung basierend wird dann die vollständige Aktorgeometrie berechnet und anhand des Reluktanznetzwerkes die Forderungen (4.31) und (4.33) überprüft. Sollten diese nicht erfüllt sein, wird die Windungszahl und die Pol-

fläche entsprechend angepasst und die Berechnung erneut durchgeführt. Dies wird solange wiederholt, bis die Abweichungen von den Forderungen entsprechende Grenzwerte unterschreiten. Da der Luftspalte einen dominanten Anteil im Reluktanznetzwerk hat, werden in den meisten Fällen hierfür nur wenige Iteration notwendig sein. Die Dynamikanforderungen werden überprüft, sobald der Rotor vollständig dimensioniert ist. Das Vorgehen ist in Abbildung 4.16 schematisch dargestellt und wird nachfolgend näher beschrieben.

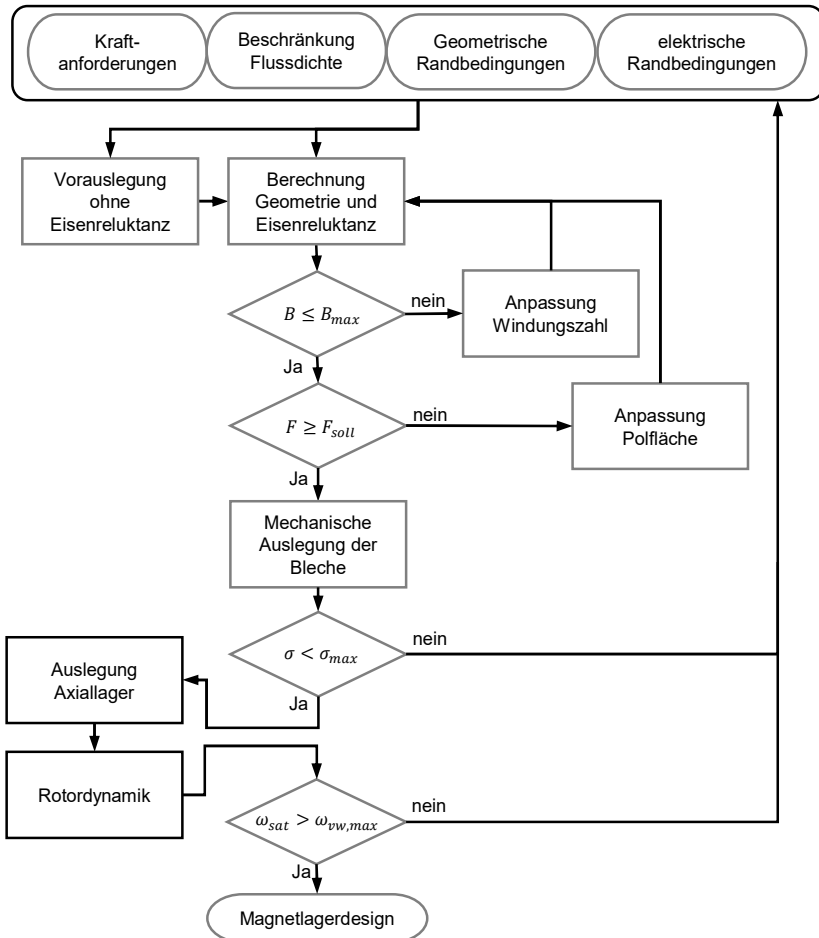


Abbildung 4.16: Ablauf der Auslegung der radialen Magnetlager

Vorauslegung ohne Eisenreluktanz

Da $R_{m,St} \gg R_{m,L} \gg R_{m,J} + R_{m,R}$ gilt näherungsweise

$$R_{m,gesJ\pm} \approx R_{m,gesR\pm} \approx \frac{2 \left(l_{L,0} \mp x \cos(\pi/8) \right)}{\mu_0 A_P}. \quad (4.44)$$

Wird (4.44) und (4.33) in (4.16) eingesetzt, ergibt sich mit dem Luftspalt x_i und dem Steuerstrom $I_{S,i}$ eine Schätzung für die für die Lagerkraft $F_{soll,i}$ notwendige Polhöhe $\tilde{h}_{P,k=0,i}$ mit

$$\tilde{h}_{P,k=0,i} = \frac{4I_B^2 \mu_0 F_{soll,i}}{d_P B_{max}^2 k_{st}^2 l_{L,0}^2 \cos\left(\frac{\pi}{8}\right)} \left(\left(\frac{I_B + I_{S,i}}{l_{L,0} - x_i \cos\left(\frac{\pi}{8}\right)} \right)^2 - \left(\frac{I_B - I_{S,i}}{l_{L,0} + x_i \cos\left(\frac{\pi}{8}\right)} \right)^2 \right)^{-1}. \quad (4.45)$$

k ist hierbei der Laufindex der Iterationsschritte. $\tilde{h}_{P,k=0,i}$ wird für alle n Kraftanforderungen an das Lager aus (4.31) berechnet und anschließend die größte ermittelte Polhöhe für die Aktorgeometrie ausgewählt

$$\tilde{h}_{P,k=0} = \max(\tilde{h}_{P,k=0,1}, \dots, \tilde{h}_{P,k=0,n}). \quad (4.46)$$

Ein Abschätzung der Windungszahl \tilde{N} von Vormagnetisierungs- und Steuerspule ergibt sich aus der Forderung (4.33) und Gleichung (4.14) bzw. (4.15) mit der Vereinfachung (4.44) zu

$$\tilde{N}_{k=0} = 2 \left\lceil \frac{k_{BSt} l_{L,0} B_{max}}{2 \mu_0 I_B} \right\rceil, \quad (4.47)$$

wobei auf die nächste gerade Zahl abgerundet wird, da die Spulen auf zwei Pole verteilt werden.

Iteratives Vorgehen

Aus \tilde{N}_k des vorherigen k ten-Iterationsschritts, bzw. für $k = 0$ aus (4.47), wird die Anzahl der radial Spulenlagen N_r pro Vormagnetisierungs- und Steuerspule pro Pol berechnet

$$N_r = \left\lceil \frac{\tilde{N}_k}{2N_t} \right\rceil. \quad (4.48)$$

Um die N_r Spulenlagen der Vormagnetisierungsspule unterzubringen, muss $r_{ji} \geq r_{ji,B}$ mit

$$r_{ji,B} = \sqrt{(2N_r r_{SL,B} + 2d_{iso} + r_p)^2 + \left(2N_t r_{SL,B} + 2d_{iso} + \frac{d_p}{2}\right)^2}, \quad (4.49)$$

wobei zwischen Spule und Joch sowie Spule und Polaußenseite wieder Isoliermaterial der Dicke d_{iso} vorgesehen wird. Gleichfalls muss, um die N_r Spulenlagen der Steuerspule unterzubringen, $r_{ji} \geq r_{ji,S}$ mit

$$r_{ji,S} = \sqrt{(2N_r r_{SL,S} + 2d_{iso} + r_p)^2 + \left(2N_t (r_{SL,B} + r_{SL,S}) + 3d_{iso} + \frac{d_p}{2}\right)^2}. \quad (4.50)$$

gelten. Entsprechend wird

$$r_{ji} = \max(r_{ji,B}, r_{ji,S}) \quad (4.51)$$

gewählt, damit beide Spulen eingebaut werden können. Um näherungsweise die gleiche Flussdichte im Rückschluss des Jochs wie in seinen Schenkeln zu erreichen, wird dieses gleich dick gestaltet, sodass

$$r_{ja} = r_{ji} + d_p. \quad (4.52)$$

Basierend auf der vorherigen Schätzung der Polhöhe $\tilde{h}_{p,k}$ und den zuvor berechneten Größen werden die Reluktanzen (4.9) bis (4.13) und mit (4.14) schließlich Φ_{j+} berechnet. Anhand von Φ_{j+} wird überprüft, ob (4.33) im Rahmen der durch die diskrete Spulenanzahl vorgegebenen Genauigkeit erfüllt ist, also ob

$$\frac{\tilde{N}_k - 2}{\tilde{N}_k} < \frac{B_{max} k_{BSt} A_p}{\Phi_{j+}} \leq 1. \quad (4.53)$$

Ist dies nicht der Fall, wird eine neue Schätzung der Windungszahl über

$$\tilde{N}_{k+1} = 2 \left\lceil \frac{\tilde{N}_k B_{max} k_{BSt} A_p}{2\Phi_{j+}} \right\rceil \quad (4.54)$$

berechnet und die Gleichungen (4.48) bis (4.53) mit der angepassten Windungszahl erneut ausgewertet. Dieses Vorgehen wird wiederholt bis (4.53) erfüllt ist. Dann werden mit (4.16) die n

Kraftanforderungen in (4.31) überprüft. Um eine Überdimensionierung des Lagers zu vermeiden, wird hier zusätzlich die Forderung eingeführt, dass F_{rML} am dimensionierenden Arbeitspunkt F_{soll} maximal um den Anteil $\epsilon_{\Delta F}$ übersteigt. Die Kraftanforderungen sind somit erfüllt, wenn

$$\frac{1}{1 + \epsilon_{\Delta F}} \leq \max \left(\left| \frac{F_{soll,1}}{F_{rML}(x_1, I_{S,1})} \right|, \dots, \left| \frac{F_{soll,n}}{F_{rML}(x_n, I_{S,n})} \right| \right) \leq 1. \quad (4.55)$$

Ist dies nicht der Fall, wird die Polhöhe um die größte relative Abweichung angepasst:

$$\tilde{h}_{p,k+1} = \tilde{h}_{p,k} \max \left(\left| \frac{F_{soll,1}}{F_{rML}(x_1, I_{S,1})} \right|, \dots, \left| \frac{F_{soll,n}}{F_{rML}(x_n, I_{S,n})} \right| \right). \quad (4.56)$$

Mit der Polhöhe ändert sich auch die Reluktanz des Lagers, also muss anschließend das Reluktanznetzwerk erneut berechnet, (4.53) überprüft und gegebenenfalls \tilde{N}_{k+1} angepasst werden. Dies wird solange wiederholt, bis (4.53) und (4.55) schließlich erfüllt sind.

Für die Berechnung von ω_{sat} zur Überprüfung von (4.37) werden abschließend die Ohm'schen Widerstände der Steuerspulen berechnet. Hierfür wird die Gesamtlänge der Steuerspule pro Pol mit

$$l_{SL,S} = 2N_r N_t (d_p + h_p + \pi N_t (2r_{SL,B} + r_{SL,S})) \quad (4.57)$$

abgeschätzt. Mit der spezifischen elektrischen Leitfähigkeit der Kupferleitungen κ_{Cu} ist der Ohm'sche Widerstand der Steuerspule pro Polpaar

$$R_{el,S} = \frac{2l_{SL,S}}{\pi r_{SL,S,Cu}^2 \kappa_{Cu}}, \quad (4.58)$$

wobei $r_{SL,S,Cu}$ der Außenradius des Kupferquerschnitts des Steuerspulenleiters ist. Mit L_{rML} aus (4.22) kann mit (4.36) ω_{sat} berechnet werden. Ob ω_{sat} ausreichend hoch ist, kann jedoch erst überprüft werden, wenn der Rotor vollständig ausgelegt ist (vgl. Abschnitt 4.6). Sollte dies dann nicht der Fall sein, müssen die Randbedingungen für die Auslegung der Magnetlager, bspw. durch eine andere Magnetlagerendstufe mit höherer maximaler Leistung, angepasst werden.

4.4.4 Mechanische Auslegung der Bleche

Neben den elektrischen und magnetischen Eigenschaften muss sichergestellt werden, dass das Magnetlager auch den mechanischen Belastungen im Betrieb standhält. Die Bleche werden thermisch auf die Welle aufgeschrumpft. Hierzu wird der Innenradius der Bleche r_{RBI} um das Übermaß

Δr kleiner gewählt als der Außenradius der Welle r_R , d.h.

$$r_{Ri} = r_R - \Delta r . \quad (4.59)$$

Δr muss zum einen so ausgelegt werden, dass die Bleche bei der maximalen Drehzahl nicht vom der Welle abheben. Zum anderen dürfen die mechanischen Spannungen durch die Übermaßpassung sowie die drehzahlinduzierten Spannungen nicht zu einer plastischen Verformung der Bleche führen. Die Rotorbleche werden vor der Montage mittels Backlack zu einem Blechstapel verklebt. Die Steifigkeit der Verklebung ist deutlich geringer als die der Bleche, sodass für die Berechnung der mechanischen Spannungen ein zweidimensionaler Spannungszustand in der radialen-tangentialen Ebene angenommen wird. Axiale Spannungen werden somit vernachlässigt. Eine Vorschrift zur Berechnung der Spannungen und Dehnungen ist in [116] hergeleitet, die in dieser Arbeit für die mechanische Auslegung der Bleche verwendet wird und daher im folgenden Absatz zusammengefasst ist.

Es wird angenommen, dass der Rotor rotationssymmetrisch ist und mit der Drehfrequenz Ω um die Längsachse dreht. Aus der Symmetrie folgend sind Spannungen und Dehnungen in tangentialer Richtung konstant und daher nur eine Funktion der radialen Position r . Die Rotation und die Übermaßpassung rufen Normalspannungen in radialer σ_r und tangentialer Richtung σ_t hervor. In den zylindrischen Koordinaten treten aufgrund der Symmetrie keine Schubspannungen auf. Die Normalspannungen führen zu einer radialen Aufweitung der Welle $u_r(r)$ und der Bleche $u_{RB}(r)$. Der Zusammenhang zu den jeweiligen radialen und tangentialen Dehnungen $\varepsilon_{r,i}$ und $\varepsilon_{t,i}$ lautet [116]

$$\begin{aligned} \varepsilon_{r,R} &= \frac{\partial u_R}{\partial r}, & \varepsilon_{r,RB} &= \frac{\partial u_{RB}}{\partial r}, \\ \varepsilon_{t,R} &= \frac{u_R}{r} & \text{und} & \quad \varepsilon_{t,RB} = \frac{u_{RB}}{r}. \end{aligned} \quad (4.60)$$

Des Weiteren wird linear-elastisches Materialverhalten angenommen. Aus den Dehnungen ergeben sich somit die radialen und tangentialen Normalspannungen $\sigma_{r,i}$ und $\sigma_{t,i}$ zu [116]

$$\begin{aligned} \sigma_{r,R} &= \frac{\varepsilon_{r,R} + \nu_R \varepsilon_{t,R}}{1 - \nu_R^2} E_R, & \sigma_{r,RB} &= \frac{\varepsilon_{r,RB} + \nu_{RB} \varepsilon_{t,RB}}{1 - \nu_{RB}^2} E_{RB}, \\ \sigma_{t,R} &= \frac{\varepsilon_{t,R} + \nu_R \varepsilon_{r,R}}{1 - \nu_R^2} E_R & \text{und} & \quad \sigma_{t,RB} = \frac{\varepsilon_{t,RB} + \nu_{RB} \varepsilon_{r,RB}}{1 - \nu_{RB}^2} E_{RB}. \end{aligned} \quad (4.61)$$

Hierbei sind E_R und E_{RB} jeweils die Elastizitätsmodule sowie ν_R und ν_{RB} die Querkontraktionszahlen des Wellenmaterials (Index R) und der Bleche (Index RB). Mit (4.60) und (4.61) ergibt sich

aus dem radialen Kräftegleichgewicht an einem infinitesimalen Segment des Rotors eine Differentialgleichung der Aufweitung, deren Lösung in der Form (4.62) dargestellt werden kann [116].

$$\begin{aligned} u_R(r) &= c_{R,1}r + \frac{c_{R,2}}{r} - \frac{1 - \nu_R^2}{8E_R} \rho_R r^3 \Omega^2 \\ u_{RB}(r) &= c_{RB,1}r + \frac{c_{RB,2}}{r} - \frac{1 - \nu_{RB}^2}{8E_{RB}} \rho_{RB} r^3 \Omega^2 \end{aligned} \quad (4.62)$$

Die Konstanten $c_{R,1}$, $c_{R,2}$, $c_{RB,1}$ und $c_{RB,2}$ werden anhand von Randbedingungen bestimmt. Für den hier betrachteten Fall, muss die Aufweitung in der Wellenmitte beschränkt bleiben, die radiale Spannung am Blechaußenradius r_{RB} ist Null und der Übergang zwischen den Blechen sowie die hier auftretende radiale Spannung ist kontinuierlich [116], zusammengefasst also

$$\begin{aligned} u_R(0) &\neq \infty, \quad \sigma_{r,RB}(r_{RB}) = 0, \quad \Delta r + u_R(r_R) = u_{RB}(r_{RB}) \\ \text{und } \sigma_{r,R}(r_R) &= \sigma_{r,RB}(r_{RB}). \end{aligned} \quad (4.63)$$

Die letzten beiden Randbedingungen gelten nur, solange die Bleche nicht von der Welle abheben. Aus den Randbedingungen (4.63) folgt das lineare Gleichungssystem

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{(1 + \nu_R)r_R^2}{1 - \nu_R^2} & -\frac{1 - \nu_R}{1 - \nu_R^2} & -\frac{(1 + \nu_{RB})E_{RB}r_R^2}{(1 - \nu_{RB}^2)E_R} & \frac{(1 - \nu_{RB})E_{RB}r_R^2}{(1 - \nu_{RB}^2)E_R r_{RB}^2} \\ r_R & \frac{1}{r_R} & -r_{RB} & \frac{-1}{r_{RB}} \\ 0 & 0 & 1 + \nu_{RB} & \frac{\nu_{RB} - 1}{r_{RB}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{R,1} \\ c_{R,2} \\ c_{RB,1} \\ c_{RB,2} \end{bmatrix} = \mathbf{b} \quad (4.64)$$

$$\text{mit } \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\Omega^2}{8E_R} ((\nu_R + 3)\rho_R r_R^2 - (\nu_{RB} + 3)\rho_{RB} r_{RB}^2) r_R^2 \\ \frac{\Omega^2}{8} \left(\frac{(1 - \nu_R^2)\rho_R r_R^3}{E_R} - \frac{(1 - \nu_{RB}^2)\rho_{RB} r_{RB}^3}{E_{RB}} \right) - r_R + r_{RB} \\ \frac{\Omega^2}{8E_{RB}} (1 - \nu_{RB}^2)(\nu_{RB} + 3)\rho_{RB} r_{RB} \end{bmatrix},$$

mit dessen Lösung die Aufweitungen $u_R(r)$ und $u_{RB}(r)$ bestimmt sind. Aus diesen können schließlich mit (4.60) die Dehnungen und mit (4.61) die Spannungen berechnet werden. Anhand der Spannungen wird anschließend eine Vergleichsspannung σ_V berechnet. σ_V wird in [116] nach der Schubspannungshypothese (SSH) zu

$$\sigma_{V,SSH} = \max(|\sigma_t(r) - \sigma_r(r)|, |\sigma_t(r)|, |\sigma_r(r)|) \quad (4.65)$$

festgelegt, da σ_t und σ_r im Hauptachsensystem vorliegen. Um plastische Verformung der Welle und der Bleche zu verhindern, muss die Vergleichsspannung σ_V kleiner als die Streckgrenze der Materialien sein. [116]

Zur Veranschaulichung sind in Abbildung 4.17 die Spannungsverläufe in der Welle und den Blechen und die Aufweitung dieser gezeigt. Hierbei ist $r_R = 23$ mm und $r_{RB} = 37$ mm, was den finalen Abmessungen am oberen Magnetlager entspricht. Die verwendeten Materialparameter sind in Anhang B2 und Anhang B4 aufgeführt. Abweichend zu [116] wird die Vergleichsspannung hierbei nach der Gestaltänderungsenergiehypothese (GEH) berechnet, was für duktile Materialien weniger konservative Ergebnisse liefert. Für einen zweidimensionalen Spannungszustand im Hauptachsensystem gilt nach der GEH

$$\sigma_{V,GEH} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(\sigma_t(r) - \sigma_r(r))^2 + \sigma_t^2(r) + \sigma_r^2(r)}. \quad (4.66)$$

Der Übergang von der Welle zu den Blechen ist in den Verläufen als Knick oder Sprung ersichtlich. Gezeigt sind die Verläufe im Stillstand ($\Omega = 0$) und bei der maximalen Drehzahl von 40.000 U/min ($\Omega = \Omega_{max}$) jeweils mit einem Übermaß von $\Delta r_{min} = 19,6$ μ m und $\Delta r_{max} = 27,4$ μ m. Durch die Übermaßpassung liegen im Stillstand in der Welle und den Blechen radiale Druckspannungen vor. Bei einer Drehung des Rotors werden diese zunehmend durch drehzahlinduzierte Spannungen kompensiert. Δr_{min} ist so gewählt, dass σ_r zwischen Welle und Blechen bei Ω_{max} den Grenzwert $\sigma_{r,max}$ erreicht. $\sigma_{r,max}$ ergibt sich aus der Forderung, dass die Bleche bei der maximalen Drehbeschleunigung der Welle nicht durchrutschen dürfen. Das Haftmoment durch die radiale Druckspannung muss also ausreichend groß sein, um das Trägheitsmoment der Bleche mit zu beschleunigen. Bei einer homogenen Spannungsverteilung in der Kontaktfläche ergibt sich

$$\sigma_{r,max}(r_R) = - \frac{(r_{RB}^4 - r_R^4) \rho_{RB}}{4 \mu_{haft} r_R} \frac{d\Omega}{dt} \Big|_{max}, \quad (4.67)$$

mit dem Haftkoeffizient von μ_{haft} . Wird die Beschleunigungsrampe von 0 auf 30.000 U/min in 30 s mit konstanter Beschleunigung bis auf 40.000 U/min fortgesetzt, ist $\sigma_{r,max}$ etwa 0,1 MPa mit $\mu_{haft} = 0,1$. Ist $\Delta r < \Delta r_{min}$ kann es im Betrieb zum Rutschen der Bleche kommen, was zu einem nichtlinearen Aktorverhalten und zum Lösen der Bleche führt. Daher muss $\Delta r \geq \Delta r_{min}$ gewählt werden. Die tangentielle Spannung in den Blechen $\sigma_{t,RB}$ übersteigt betragsmäßig deutlich $\sigma_{r,RB}$,

sodass diese hier maßgeblich den Verlauf der Vergleichsspannung prägt. Die maximale Vergleichsspannung tritt somit mit der maximalen tangentialen Spannung am Innenradius der Bleche auf. Da die drehzahl- und übermaßinduzierten Spannung in den Blechen maßgeblich in die gleiche Richtung wirken, tritt die maximale Vergleichsspannung in den Blechen bei Ω_{max} auf [116]. Δr_{max} wurde so gewählt, dass $\max(\sigma_V) = \sigma_V(r_{RBI}, \Omega_{max}) = 220$ MPa ist, was zwei Drittel der 0,2 %-Dehngrenze $R_{p0,2} = 330$ MPa der Bleche [145] entspricht. In der Welle kompensieren sich drehzahl- und übermaßinduzierte Spannung, weshalb hier die maximale Vergleichsspannung im Stillstand auftritt. Da diese aber deutlich unter der maximalen Vergleichsspannung im Blech liegt und das Wellenmaterial mit über 500 MPa auch eine höhere $R_{p0,2}$ besitzt (vgl. Abschnitt 4.5), sind die Spannungen in der Welle hier nicht entscheidend.

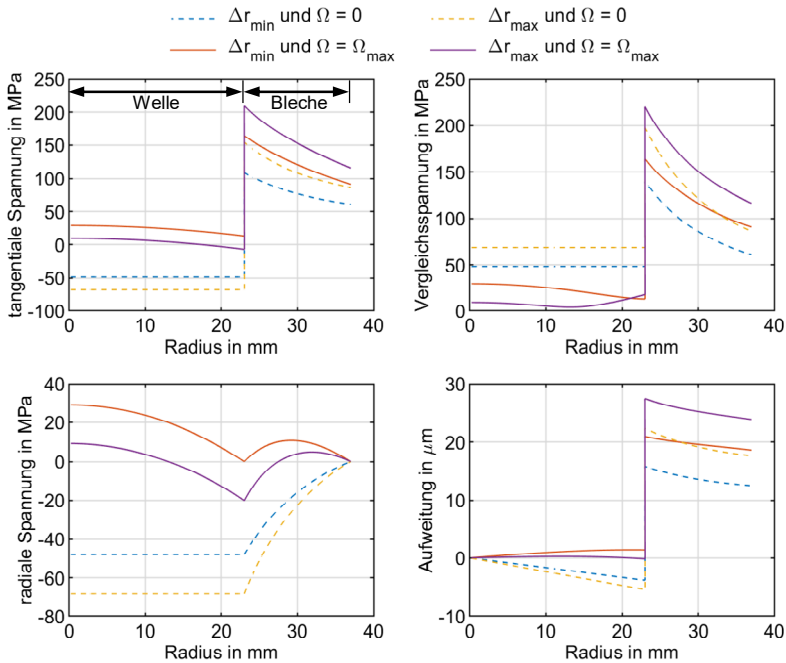


Abbildung 4.17: Spannungen in der Welle und den Blechen des oberen radialen Magnetlagers sowie deren Aufweitung jeweils im Stillstand und bei 40.000 U/min

Die doppelte Differenz von Δr_{max} und Δr_{min} gibt die Fertigungstoleranz bei der Herstellung der Passungsdurchmesser an. Aus Fertigungssicht sollte die Differenz also möglichst groß sein, die Materialausnutzung ist hingegen bei einer geringeren Differenz höher [116]. Wird in der Auslegung bei einer schrittweisen Erhöhung von Δr jedoch die Streckgrenze in einem Material erreicht, bevor das Durchrutschen der Bleche verhindert wird, also wenn $\Delta r_{max} < \Delta r_{min}$, ist eine sichere

Umsetzung der Presspassung bei den gegebenen Parametern nicht möglich. In diesem Fall müssen die Randbedingungen der Auslegung, bspw. durch andere Materialien oder ein geringeres r_B , angepasst werden.

4.5 Auslegung des axialen Magnetlagers

Um Kräfte in axialer Richtung aufbringen zu können, ist an der Welle eine Zugscheibe angebracht. Der magnetische Fluss wird durch eine zylindrische Spule erzeugt, die sich im Stator des Lagers befindet. Der Stator hat einen U-förmigen Querschnitt. Der Aufbau des Lagers, wie er in Abbildung 4.18 dargestellt ist, ist rotationssymmetrisch. Die Polflächen bilden somit ineinander liegende Kreisringflächen. Das Lager arbeitet gegen die Erdbeschleunigung g , sodass kein entgegengewirkender Aktor zur Vormagnetisierung notwendig ist. Wird der Aktor bei einem konstanten Luftspalt gehalten, stellt sich ein konstanter magnetischer Fluss zur Kompensation der Gewichtskraft ein, der als Vormagnetisierungsfluss in dem jeweiligen Arbeitspunkt dient. In positive z -Richtung kann der Rotor hierbei maximal mit g beschleunigt werden. Diese Bauweise ist für den Dauerlaufprüfstand ausreichend, da keine starken, dynamischen Kräfte in axialer Richtung zu erwarten sind. Vorteilhaft sind bei der Bauweise ein geringer axialer Bauraumbedarf und ein geringer Verkabelungsaufwand. Auch kann die Welle unterhalb der Zugscheibe dicker ausgeführt werden. Beides erlaubt es, die Welle steifer und daher mit höheren Biegeeigenfrequenzen aufzubauen.

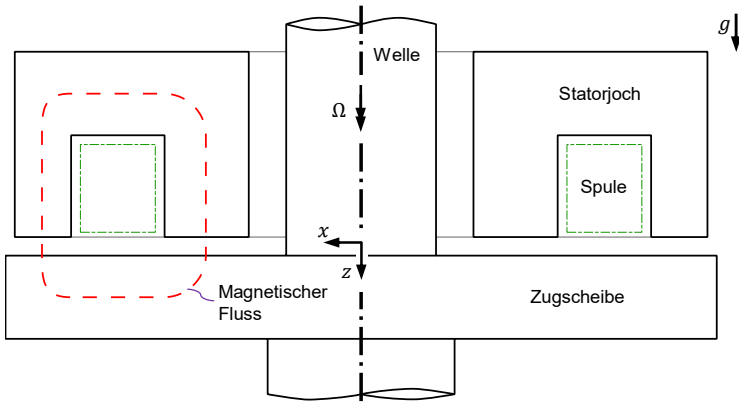


Abbildung 4.18: Aufbau des aktiven, axialen Magnetlagers

Der magnetische Fluss des Lagers hat radiale und axiale Abschnitte. Für eine effektive Wirbelstromunterdrückung ist folglich der Verlauf der Bleche in der radial-axial-Ebene notwendig. Da eine entsprechende Blechung nur schwer umsetzbar ist, wird der Stator aus SMC aufgebaut (vgl. Abschnitt 3.3). Da die Fertigung eines Presswerkzeugs zur Herstellung eines einzelnen Lagers zu

teuer ist, wird das Prototypenmaterial *Siron S400b* der *PMG Füssen GmbH* verwendet, das zerspanend bearbeitet werden kann. Bei größeren Stückzahlen, für die sich die Fertigung eines Presswerkzeuges lohnt, könnte auch bspw. *Siron S700b* verwendet werden, was bessere magnetische Eigenschaften aufweist, sich aber nicht zerspanend bearbeiten lässt [146]. *Siron S400b* besitzt eine elektrische Leitfähigkeit von $\kappa_j = 1250 \text{ } (\Omega\text{m})^{-1}$ und eine Sättigungsflussdichte von über 1,5 T [146]. Die maximale Permeabilitätszahl liegt mit 403 bei einer Flussdichte von 0,4 T. Bei Flussdichten über 1 T ist $\mu_r < 350$, weshalb hier $B_{\max,j} = 1 \text{ T}$ festgelegt wird. Bei Flussdichten zwischen 0,2 T und 1 T ist die mittlere Permeabilitätszahl $\mu_{r,j} = 370$.

Aufgrund der hohen drehzahlinduzierten Spannungen ist SMC mit seiner geringen Festigkeit für die Verwendung auf dem Rotor nicht geeignet. Da das Axiallager bei Vernachlässigung von eventuellen Materialinhomogenitäten rotationssymmetrisch ist, wird folglich die Zugscheibe durch eine Drehung nicht ummagnetisiert. Zudem benötigt das Axiallager keine hohe Stelldynamik. Beides erlaubt die Fertigung der Zugscheibe aus Vollmaterial. Das verwendete Material sollte dabei eine möglichst hohe Streckgrenze, möglichst gute magnetische Eigenschaften und eine niedrige elektrische Leitfähigkeit aufweisen. Als Kompromiss wird hier der Stahl X14CrMoS17 (1.4004) verwendet, der eine 0,2 %-Dehngrenze von mindestens 500 MPa und einer elektrischen Leitfähigkeit von $\kappa_R = 1,43 \cdot 10^6 \text{ } (\Omega\text{m})^{-1}$ besitzt [147]. Zur Bestimmung der magnetischen Eigenschaften werden Messungen an einer Ringkernprobe von X14CrMoS17 durchgeführt. Hierfür werden um die Probe zwei Toroidspulen gewickelt. In die eine Spule wird ein sinusförmiger Strom mit fester Frequenz eingebracht und an der anderen Spule die dadurch induzierte Spannung gemessen. Aus dem Strom und der Geometrie der Probe kann mit (3.5) die magnetische Feldstärke und aus der Integration der gemessenen induzierten Spannung mit (3.6) die magnetische Flussdichte berechnet werden, woraus sich Hysteresekurven ermitteln lassen (vgl. Abbildung 3.2). In Abbildung 4.19a ist der erste Quadrant verschiedener Hysteresekurven gezeigt, die alle mit einer Erregerfrequenz von 1 Hz aber unterschiedlichen Erregeramplituden gemessen wurden. Das Verbinden der Umkehrpunkte der Kurven ergibt die Kommutierungskurve (vgl. [53]), die hier zur Materialbewertung verwendet wird¹². Die Sättigungsflussdichte liegt bei ca. 1,25 T. Aus der Kommutierungskurve wird mit (3.4) μ_r berechnet, die für verschiedene Flussdichten in Abbildung 4.19b gezeigt ist. Die maximale Permeabilitätszahl liegt mit 657 bei einer Flussdichte von 0,7 T. Zwischen 0,35 T und 0,98 T ist $\mu_r > 500$ mit einer mittleren Permeabilitätszahl von 590, weshalb für die Auslegung $\mu_{r,R} = 590$ und $B_{\max,R} = 1 \text{ T}$ angenommen wird.

Das axiale Magnetlager wird mit einem der Endstufenkanäle des Magnetlagerverstärkers angesteuert, der am Anfang von Abschnitt 4.4 beschrieben ist.

¹² Die Messungen wurde an dem Material auch bei einer Erregerfrequenz von 0,1 Hz durchgeführt. Die Kommutierungskurve wird durch Wirbelströme aber kaum beeinflusst [53], sodass sich die von 0,1 Hz und 1 Hz kaum unterscheiden. Da bei 1 Hz die induzierte Spannung deutlich höher ist, ist die Messung weniger rauschanfällig, weshalb deren Ergebnisse hier im Weiteren verwendet werden.

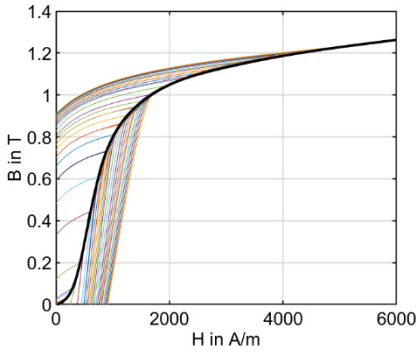
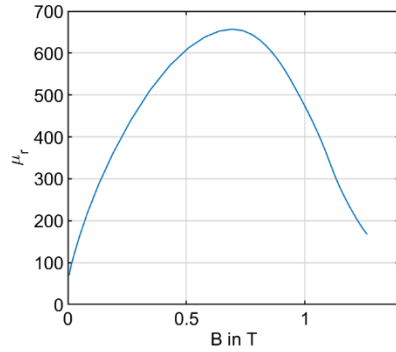
a**b**

Abbildung 4.19: Gemessene magnetische Eigenschaften von X14CrMoS17; **a** gemessene Hysteresekurven bei einer Erregungsfrequenz von 1 Hz und die resultierende Kommutierungskurve (in schwarz); **b** Permeabilitätszahl berechnet aus der Kommutierungskurve

Die Auslegung des axialen Magnetlagers läuft in weiten Stücken analog zur Auslegung der radialen Magnetlager. Zunächst wird der Aktor über ein Reluktanzmodell abgebildet. Anschließend wird mit diesem die Aktorgeometrie anhand verschiedener Anforderungen berechnet und schließlich das Reluktanzmodell beispielhaft für den finalen Aktor mit einem FE-Modell verglichen.

4.5.1 Modellierung

Die Berechnung des magnetischen Flusses im axialen Magnetlager erfolgt wie bei den radialen Magnetlagern durch ein Reluktanznetzwerk. Hierzu wird angenommen, dass die Zugscheibe parallel zum Stator ausgerichtet ist und sich der magnetische Fluss nur entlang der links in Abbildung 4.20 eingezeichneten Pfade ausbreitet. Neben dem Hauptflusspfad durch das Statorjoch und die Zugscheibe wird ein Streuflusspfad im Spulenfreiraum angenommen. Die Ecken werden im Netzwerk weiterhin vernachlässigt. Die Abmessungen des Lagers sind rechts in Abbildung 4.20 dargestellt. Aus den Pfaden und der Quellenfreiheit magnetischer Felder folgt, dass sowohl der magnetische Fluss durch den äußeren Pol als auch der durch den inneren Pol gleich dem Fluss in der Zugscheibe Φ_R sein muss. Zur Vermeidung von Materialsättigung wird der maximale magnetische Fluss durch die maximal zulässige Flussdichte beschränkt. Für eine gute Materialausnutzung werden in der Auslegung die Radien daher so gewählt, dass die beiden Polflächen gleich groß sind, also

$$A_p = \pi(r_1^2 - r_0^2) = \pi(r_2^2 - r_3^2) \quad (4.68)$$

gilt. Der Außenradius der Zugscheibe r_{zug} wird etwas größer als der Außenradius des Jochs r_3 ausgeführt, um eine Kraftwirkung in radialer Richtung zu verhindern. Der Außenradius r_R des Wellenabschnitts, der durch das Joch geht, muss deutlich kleiner sein als r_0 , um Streuflüsse und mechanischen Kontakt zu vermeiden.

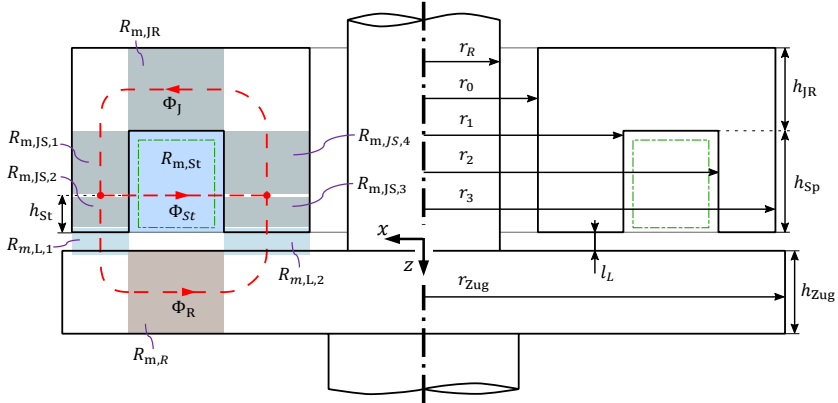


Abbildung 4.20: Reluktanzmodell und Abmessungen des axialen Magnetlagers

SMC, aus dem das Joch aufgebaut ist, weist eine geringe elektrische Leitfähigkeit auf, sodass hier Wirbelströme vernachlässigt werden. Es wird angenommen, dass der mittlere Streufluss auf der Höhe h_{st} den Spulenfreiraum durchquert, was die Reluktanz des inneren und äußeren Schenkels jeweils in zwei Abschnitte mit den Reluktanzen $R_{m,JS,1}$ und $R_{m,JS,2}$ sowie $R_{m,JS,3}$ und $R_{m,JS,4}$ unterteilt. Mit (4.68) berechnen sich die Reluktanzen im Joch nach [53] zu

$$\begin{aligned}
 R_{m,JS,1} = R_{m,JS,4} &= \frac{h_{sp} - h_{st}}{\mu_{r,J} \mu_0 A_P}, \\
 R_{m,JS,2} = R_{m,JS,3} &= \frac{h_{st}}{\mu_{r,J} \mu_0 A_P}, \\
 \text{und } R_{m,JR} &= \frac{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}{2\pi h_{JR} \mu_{r,J} \mu_0}.
 \end{aligned} \tag{4.69}$$

Die Reluktanz des Streuflusses ergibt sich bei Vernachlässigung von Wirbelströmen im Kupfer und der örtlichen Verteilung der Erregung zu

$$R_{m,st} = \frac{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}{2\pi h_{sp} \mu_0}. \quad (4.70)$$

In der Zugscheibe können Wirbelströme wegen der hohen elektrischen Leitfähigkeit nicht vernachlässigt werden. In [148] ist ein Reluktanzmodell für ein axiales Magnetlager aus elektrisch leitendem Material hergeleitet, das die Wirkung von Wirbelströmen auf den magnetischen Fluss berücksichtigt. Der magnetische Widerstand ist darin abhängig von der Änderungsfrequenz ω des magnetischen Feldes. Die Reluktanz der Zugscheibe ist hier [148]

$$R_{m,R}(\omega) = \frac{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}{2\pi h_{zug} \mu_{r,R} \mu_0} \frac{\beta_R}{\tanh(\beta_R h_{zug})}, \quad (4.71)$$

worin β_R der Kehrwert der Eindringtiefe

$$\beta_R = \sqrt{j\omega \kappa_R \mu_0 \mu_{r,R}}, \quad (4.72)$$

mit der elektrischen Leitfähigkeit des Wellenmaterials κ_R ist. Im Luftspalt selbst können sich keine Wirbelströme ausbreiten, doch wird die Flussverteilung und damit der magnetische Widerstand im Luftspalt durch die Wirbelströme in den angrenzenden Bauteilen beeinflusst. Für die Luftspaltreluktanz $R_{m,L,1}$ wird in [148] und für $R_{m,L,2}$ in [149]

$$R_{m,L,1}(\omega) = \frac{(\mathbb{I}_0(\alpha r_2) \mathbb{K}_1(\alpha r_3) + \mathbb{I}_1(\alpha r_3) \mathbb{K}_0(\alpha r_2)) l_L \alpha}{2\pi (\mathbb{I}_1(\alpha r_3) \mathbb{K}_1(\alpha r_2) - \mathbb{I}_1(\alpha r_2) \mathbb{K}_1(\alpha r_3)) \mu_0 r_2} \quad (4.73)$$

und $R_{m,L,2}(\omega) = \frac{(\mathbb{I}_0(\alpha r_1) \mathbb{K}_1(\alpha r_0) + \mathbb{I}_1(\alpha r_0) \mathbb{K}_0(\alpha r_1)) l_L \alpha}{2\pi (\mathbb{I}_1(\alpha r_1) \mathbb{K}_1(\alpha r_0) - \mathbb{I}_1(\alpha r_0) \mathbb{K}_1(\alpha r_1)) \mu_0 r_1}$

hergeleitet, wobei $\mathbb{I}_\nu(\dots)$ die modifizierte Besselfunktion erster Gattung, ν -ter-Ordnung und $\mathbb{K}_\nu(\dots)$ die modifizierte Besselfunktion zweiter Gattung, ν -ter-Ordnung ist. Der frequenzabhängige Parameter α berücksichtigt den Einfluss der Wirbelströme auf den Fluss im Luftspalt. In [148] bzw. [149] ist das Modell für den Fall aufgestellt, dass Zugscheibe und Joch aus dem gleichen Material aufgebaut sind. Nach [54] kann α bei einer Nutzung von unterschiedlichen Materialien in Zugscheibe und Joch mit

$$\alpha = \sqrt{\frac{2(\beta_J + \beta_R)}{(\mu_{r,J} + \mu_{r,R}) l_L}} \quad \text{mit} \quad \beta_J = \sqrt{j\omega\kappa_J \mu_0 \mu_{r,J}} \quad (4.74)$$

berechnet werden, solange $\mu_{r,J}\kappa_R = \mu_{r,R}\kappa_J$. Diese Bedingung ist hier zwar nicht exakt erfüllt, dennoch wird (4.74) für die Auslegung als Näherung verwendet. Für die statische Betrachtungen des Lagers können die Grenzwerte der Reluktanzen für $\omega \rightarrow 0$ [148]

$$\begin{aligned} R_{m,L,1}^0 &= \lim_{\omega \rightarrow 0} R_{m,L,1}(\omega) = \frac{l_L}{\mu_0 A_p}, \\ R_{m,R}^0 &= \lim_{\omega \rightarrow 0} R_{m,R}(\omega) = \frac{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}{2\pi h_{zug} \mu_{r,R} \mu_0} \\ \text{und } R_{m,L,2}^0 &= \lim_{\omega \rightarrow 0} R_{m,L,2}(\omega) = \frac{l_L}{\mu_0 A_p} \end{aligned} \quad (4.75)$$

verwendet werden. Die Reluktanzen oberhalb des Streuflusspfades werden zur Reluktanz des Jochs $R_{m,J}$

$$R_{m,J} = R_{m,JS,1} + R_{m,JR} + R_{m,JS,4} \quad (4.76)$$

und die der Luftspalte zu

$$R_{m,L} = R_{m,L,1} + R_{m,L,2} \quad (4.77)$$

zusammengefasst. Die Reluktanzen im Joch unterhalb der Streuflussabzweigung werden der Reluktanz der Zugscheibe bzw. des Ankers $R_{m,A}$ zugerechnet

$$R_{m,A} = R_{m,JS,2} + R_{m,R} + R_{m,JS,3} \quad (4.78)$$

Wird die Spule mit N Windungen mit dem Strom I beaufschlagt, ergibt sich äquivalent zum radialen Magnetlager der magnetische Fluss im Joch zu

$$\Phi_J = \frac{NI}{R_{m,gesJ}} \quad (4.79)$$

$$\text{mit } R_{m,gesJ} = \frac{(R_{m,St} + R_{m,J})(R_{m,A} + R_{m,L}) + R_{m,St}R_{m,J}}{R_{m,A} + R_{m,L} + R_{m,St}}$$

und in der Zugscheibe zu

$$\Phi_R = \frac{NI}{R_{m,gesR}} \quad (4.80)$$

$$\text{mit } R_{m,gesR} = \frac{(R_{m,St} + R_{m,J})(R_{m,A} + R_{m,L}) + R_{m,St}R_{m,J}}{R_{m,St}}$$

Für die Berechnung der Reluktanzkraft des axialen Magnetlagers F_{aML} muss allgemein die inhomogene Verteilung der Flussdichte im Luftspalt berücksichtigt werden. Die rotationssymmetrische Flussdichteverteilung am äußeren Pol $B_{L,1}$ und am inneren Pol $B_{L,1}$ ergeben sich in Abhängigkeit der radialen Position r zu (vgl. [148, 149])

$$B_{L,1}(r, \omega) = \Phi_R R_{m,L,1} \frac{(\mathbb{I}_0(\alpha r) \mathbb{K}_1(\alpha r_3) + \mathbb{I}_1(\alpha r_3) \mathbb{K}_0(\alpha r)) \mu_0}{(\mathbb{I}_1(\alpha r_3) \mathbb{K}_0(\alpha r_2) + \mathbb{I}_0(\alpha r_2) \mathbb{K}_1(\alpha r_3)) l_L} \quad (4.81)$$

und $B_{L,2}(r, \omega) = \Phi_R R_{m,L,2} \frac{(\mathbb{I}_0(\alpha r) \mathbb{K}_1(\alpha r_0) + \mathbb{I}_1(\alpha r_0) \mathbb{K}_0(\alpha r)) \mu_0}{(\mathbb{I}_1(\alpha r_0) \mathbb{K}_0(\alpha r_1) + \mathbb{I}_0(\alpha r_1) \mathbb{K}_1(\alpha r_0)) l_L}.$

Mit diesen folgt F_{aML} aus (vgl. (3.15))

$$F_{aML} = \frac{\pi}{\mu_0} \left(\int_{r_0}^{r_1} B_{L,2}^2 r \, dr + \int_{r_2}^{r_3} B_{L,1}^2 r \, dr \right), \quad (4.82)$$

die hier in negative z-Richtung wirkt. Wird die magnetische Flussdichte vereinfachend als homogen in den Luftspalten angenommen, vereinfacht sich (4.82) zu

$$F_{aML} = \frac{\Phi_R^2}{\mu_0 A_P} = \frac{N^2 I^2}{\mu_0 A_P R_{m,gesR}^2}. \quad (4.83)$$

Validierung des Reluktanzmodells

Wie bei den Radiallagern erfolgt die Validierung des Reluktanzmodells anhand einer FEA. Hierzu

wird ein statisches 3D-FE-Modell des finalen Axiallagers ausgewertet, das in *ANSYS Maxwell* aufgebaut und berechnet wird. In der 3D-FEA ist hierbei das nichtlineare Materialverhalten in Form der Kommutierungskurve aus Abbildung 4.19 berücksichtigt. In der analytischen Berechnung wird es weiterhin vernachlässigt. Den Vergleich der Berechnungsergebnisse zeigt Abbildung 4.21. In der linken Spalte ist die Variation des Stroms bei einem konstanten Luftspalt von 0,4 mm und in der rechten Spalte die Variation des Luftspaltes bei einem konstanten Strom von 4,2 A dargestellt. Die unteren beiden Abbildungen zeigen die auf die Ergebnisse der FEA bezogene Abweichung beider Berechnungsmethoden.

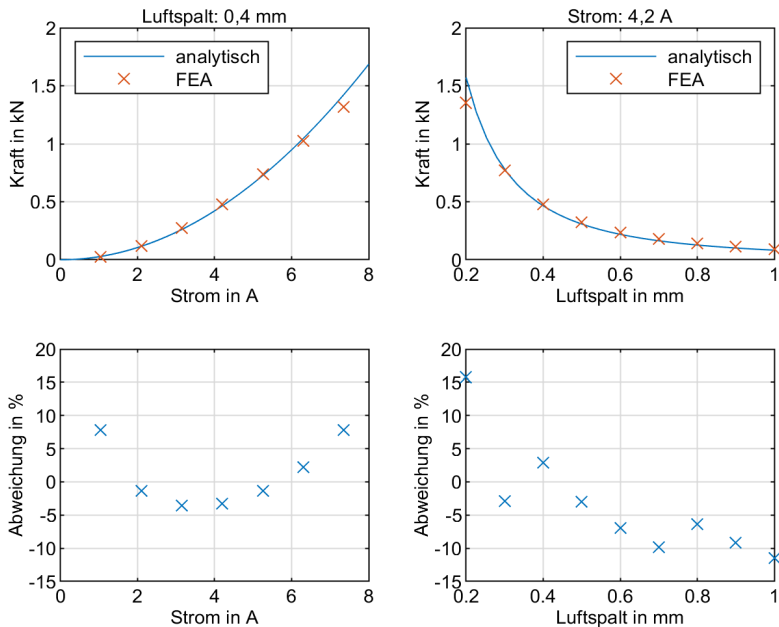


Abbildung 4.21: Vergleich der analytisch und mittels FEM berechneten Axiallagerkraft

Die Abweichung der Stromvariation liegt in den meisten Punkten unter 5 %. Nur bei sehr großen und sehr kleinen Strömen steigt sie auf 8 %. Bei kleinen Änderungen des Luftspaltes um 0,4 mm liegen auch hier die Abweichungen betragsmäßig unter 5 %. Beim minimalen Luftspalt von 0,2 mm liegt das analytische Modell 16 % über der FEA, was mit dem nichtlinearen Materialverhalten begründet werden kann. Dieser Punkt ist aber für die Auslegung des Lagers nicht von Bedeutung. Bei Luftspalten über 0,4 mm liegen die Ergebnisse des Reluktanzmodells unter denen der FEA. Beim maximalen Luftspalt von 1 mm ist der Betrag der Abweichung 12 %. Wird beim gleichen Luftspalt der Strom auf 8 A erhöht, was in der Abbildung nicht dargestellt ist, steigt die Abwei-

chung betragsmäßig auf 14 %. Bezogen auf die Kraft liefert das analytische Modell hier somit konservative Ergebnisse. Da die absoluten Abweichungen gering sind ($< 20 \text{ N}$), wird das Reluktanzmodell als ausreichend genau für die Auslegung betrachtet. Ein modellbasierter Reglerentwurf ist für das Axiallager nicht vorgesehen. Hierfür wäre ein genaueres Modell erforderlich, das gegebenenfalls auch die Materialnichtlinearität berücksichtigt.

Dynamik des Lagers

Wie bei den Radiallagern muss bei einer dynamischen Betrachtung des Axiallagers auch dessen elektrische Ansteuerung berücksichtigt werden. Aus dem Induktionsgesetz (3.6) ergibt sich für das Axiallager bei konstantem ω :

$$U = R_{el}I + L_{aML} \frac{dI}{dt} + \frac{\partial \Phi_I}{\partial l_L} \frac{dl_L}{dt} \quad (4.84)$$

$$\text{mit } L_{aML} = \frac{N^2}{R_{m,gesJ}},$$

wobei R_{el} der Ohm'sche Widerstand der Spule ist. Um den Einfluss der Wirbelströme auf das dynamische Verhalten des Axiallagers zu verdeutlichen, ist in Abbildung 4.22 die Maximalkraft und der maximale Strom im finalen Axiallagerdesign bei einem konstanten Luftspalt von $0,4 \text{ mm}$ gezeigt. Die Reluktanzen sind dabei jeweils unter Berücksichtigung der Wirbelströme sowie mit ihren jeweiligen Grenzen für $\omega \rightarrow 0$ nach (4.75), also unter Vernachlässigung der Wirbelströme, miteinbezogen. Die Maximalkraft des Lagers ist zusätzlich einmal unter Berücksichtigung der inhomogenen Flussdichteverteilung in den Luftspalten $B_{L,i}(r)$ mittels numerischer Integration von (4.82) sowie bei Annahme einer homogenen Flussdichteverteilung nach (4.83) berechnet, wobei bei letzterem die inhomogene Flussverteilung in $R_{m,L}$ aber weiterhin berücksichtigt ist. Die Stromamplitude ist bis zur Frequenz

$$\omega_{sat} = \sqrt{\frac{U_{max}^2 - R_{el}^2 I_{max}^2}{L_{aML}^2(\omega_{sat}) I_{max}^2}} \quad (4.85)$$

durch den maximalen Dauerstrom I_{max} begrenzt. U_{max} ist dabei die maximale Endstufenspannung. Bei Vernachlässigung der Wirbelströme liegt ω_{sat} bei 54 Hz . Für $\omega > \omega_{sat}$ wird die Stromamplitude durch die Selbstinduktion des Lagers beschränkt, was zu einem Abfall der Stromamplitude mit steigender Frequenz führt. Wirbelströme führen zu einer Erhöhung der Reluktanz und damit zu einer Verringerung von L_{aML} . Folglich verschiebt sich ω_{sat} durch Wirbelströme leicht zu höheren Frequenzen. Gleichermäßen steigt durch Wirbelströme die Stromamplitude oberhalb von ω_{sat} . Der magnetische Fluss hingegen sinkt durch das Gegenfeld

der Wirbelströme, sodass die Lagerkraft F_{aML} auch für $0 < \omega < \omega_{sat}$ deutlich mit ω abfällt (vgl. Abbildung 4.22a). Bei 54 Hz wird die Kraft durch die Wirbelströme um 155 N reduziert. Der Unterschied zwischen inhomogenen und homogenen $B_{L,i}$ ist hier vernachlässigbar klein. Bei inhomogenen $B_{L,i}$ ist die berechnete Kraft 0,7 N höher. Für $\omega > \omega_{sat}$, also außerhalb der aktiven Strombegrenzung, wird die maximale Stromamplitude wieder durch die Selbstinduktion des Lagers begrenzt. Trotz der höheren Stromamplitude ist auch hier die Kraftamplitude unter Berücksichtigung der Wirbelströme geringer als ohne und fällt bei einer weiteren Erhöhung der Frequenz auch stärker ab (vgl. Abbildung 4.22b). Bei 50 kHz und inhomogenen $B_{L,i}$ ist die Kraft durch die Wirbelströme auf 64 % des Werts ohne Wirbelströme abgefallen. Bei homogen angenommenen $B_{L,i}$ sind dies sogar 50 %. Bei hohen Frequenzen haben Wirbelströme und die inhomogene Flussdichteverteilung somit einen starken Einfluss auf das Verhalten des Lagers. Im niederfrequenten Bereich ist der Einfluss der inhomogenen Flussdichteverteilung aber vernachlässigbar und wird daher hier für die quasistatische Auslegung des Lagers vernachlässigt. F_{aML} wird daher im Folgenden über (4.83) unter Berücksichtigung der frequenzabhängigen Reluktanzen berechnet. Bei einem modellbasierten Reglerentwurf, der für das Axiallager in dieser Arbeit nicht betrachtet wird, sollte der Einfluss der Wirbelströme, insbesondere die einhergehende Phasenverschiebung, detaillierter berücksichtigt werden (vgl. [150, 151]).

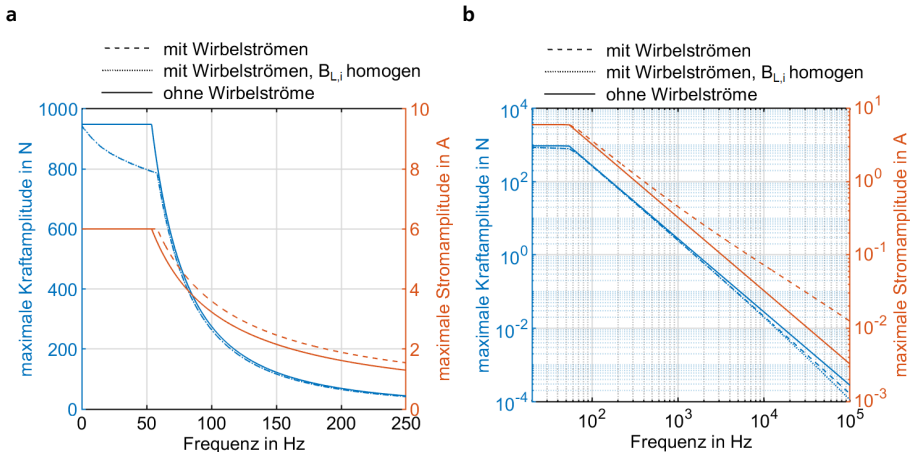


Abbildung 4.22: Einfluss der Wirbelströme auf das dynamische Verhalten des Axiallagers; a) Niederfrequenzbereich; b) Hochfrequenzbereich

4.5.2 Anforderungen und Randbedingungen

Die Aufgabe des axialen Magnetlagers ist es, den Rotor in eine vorgegebene axiale Position zu

bringen und dort zu halten. Diese wird durch den Nennluftspalt $l_{L,0}$ definiert, sodass sich der Luftspalt zu

$$l_L = l_{L,0} + z \quad (4.86)$$

ergibt, wobei z in positive z -Achsenrichtung gezählt wird. Ziel der Regelung des Axiallagers ist daher $z = 0$ zu gewährleisten. Um diese Position zu halten, muss das Lager die Gewichtskraft des Rotors einschließlich der Probe aufbringen. Die Nennkraft F_0 , auf welche das Axiallager ausgelegt wird, ist daher die Gewichtskraft:

$$F_0 = (m_W + m_{Pr})g . \quad (4.87)$$

Um auf unbekannte Störgrößen reagieren zu können, muss das Lager auch größere Kräfte stellen können. Aufgrund der einseitigen Wirkung des Axiallagers ist die maximale Kraft, die entgegen der Aktorwirkrichtung aufgebracht werden kann, die Gewichtskraft. Um in positive und negative Richtung die gleichen Kräfte aufbringen zu können, wird die Maximalkraft, die das Lager beim maximalen Dauerstrom I_{max} stellen soll, gleich dem doppelten der Nennkraft gewählt. Der für F_0 notwendige Strom I_0 berechnet sich aus dem maximal zulässigen Strom nach (4.83) zu

$$I_0 = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} . \quad (4.88)$$

Zwar existieren für das Axiallager keine festen Dynamikanforderungen, doch sollte wegen dem wirbelstrombedingten starken Abfall der Maximalkraft mit ω die Kraft F_0 bis zu einer zu definierenden Frequenz $\omega_{aML,1}$ gestellt werden können. Für die Auslegung folgt die Forderung

$$F_{aML}(z = 0, I = I_0, \omega \leq \omega_{aML,1}) \geq F_0 . \quad (4.89)$$

Der Gesamtprüfstand wird auf Federelementen aufgestellt. Die Steifigkeit dieser Federelemente wird so weich gewählt, dass die Starrkörpereigenfrequenzen des Stators unter 10 Hz liegen und so deutlich unter dem Betriebsbereich des Prüfstands. $\omega_{aML,1}$ wird hier daher zu 40 Hz festgelegt, sodass sie sicher oberhalb der axialen Starrkörpereigenfrequenz des Stators liegt.

Der minimale Luftspalt $l_{L,min}$ am Axiallager ergibt sich, wenn die Welle mit der axialen Auslenkung $-z_{Fl,0}$ am oberen Fanglager und der maximale Luftspalt $l_{L,max}$ wenn die Welle mit $z_{Fl,u}$ am unteren Fanglager anliegt zu

$$l_{L,min} = l_{L,0} - z_{Fl,0} \quad (4.90)$$

sowie $l_{L,max} = l_{L,0} + z_{Fl,u}$.

Bei der Wahl des axialen Fanglagerspiels ist die thermische Dehnung der Welle im Betrieb zu berücksichtigen. Die axiale Position wird am oberen Wellenende gemessen. Sofern keine Temperaturkompensation in der Axiallagerregelung vorgesehen wird, wird sich die Welle beim Erwärmen von dieser Stelle aus ausdehnen. Das Spiel am oberen Fanglager wird folglich bei einer Erwärmung größer und am unteren kleiner. Da der Abstand vom oberen Wellenende zum oberen Fanglager klein ist, wird hier die thermische Dehnung vernachlässigt. Am unteren Fanglager ist aber sicherzustellen, dass die Welle durch die thermische Dehnung nicht anstreift. Daher muss $z_{Fl,u}$ größer als die thermische Dehnung der Welle $\Delta l_{th,R}$ zwischen dem oberen Wellenende und dem Anschlag des unteren Fanglagers sein, die bei Ausgangstemperatur einen Abstand $l_{R,Fl,u}$ besitzen. Mit dem mittleren thermischen Längenausdehnungskoeffizienten von X14CrMoS17 $k_\alpha = 10^{-5} \text{ K}^{-1}$ [147] ergibt sich somit die Forderung

$$z_{Fl,u} > \Delta l_{th,R} = k_\alpha l_{R,Fl,u} \Delta T_{max}, \quad (4.91)$$

wobei die maximale Erwärmung ΔT_{max} durch die maximale zulässige Temperatur der Motormagnete festgelegt ist. Die Erwärmung und einhergehende Dehnung des Stators sind hierbei vernachlässigt, was zu einer konservativeren Dimensionierung führt. Der maximale Luftspalt ist wichtig für die Auslegung des Lagers, da die Gewichtskraft auch bei $l_{L,max}$ kompensiert werden muss, um den kalten Rotor aus dem Fanglager heben zu können. Da $z_{Fl,u}$ relativ groß sein kann, wird zum Anheben ein kurzzeitiger Überstrom $I_{lift,max} > I_{max}$ zugelassen. Der real zum Anheben benötigte Strom I_{lift} kann im Betrieb kleiner als $I_{lift,max}$ sein. Bei der Auslegung ist zu überprüfen, ob

$$F_{aML}(z = z_{Fl,u}, I = I_{lift,max}, \omega = \omega_{aML,2}) > F_0 \quad (4.92)$$

ist. Die Dynamikanforderungen beim Anheben sind normalerweise gering, sodass $\omega_{aML,2} < \omega_{aML,1}$. Der Abstand $l_{R,Fl,u}$ und damit $z_{Fl,u}$ werden über die Höhe des Axiallagerjochs durch die Auslegung des Axiallagers beeinflusst, weshalb diese Größe zunächst abgeschätzt und dann gegebenenfalls iterativ angepasst wird.

Wie auch bei den Radiallagern, darf im Betrieb die magnetische Flussdichte in Zugscheibe und Joch nicht die zuvor festgelegten Grenzwerte $B_{max,R}$ und $B_{max,J}$ überschreiten. Da die Regelung bei $z < 0$ in den meisten Fällen den magnetischen Fluss und damit die Kraft reduzieren wird, damit der Rotor sich wieder zu $z = 0$ bewegt, wird nur $z > 0$ betrachtet und gefordert, dass

$$B_J(z \geq 0, I = I_{max}) = \frac{\Phi_J(z \geq 0, I = I_{max})}{A_p} \leq B_{max,J} \quad (4.93)$$

$$\text{und } B_R(z \geq 0, I = I_{max}) = \frac{\Phi_R(z \geq 0, I = I_{max})}{A_p} \leq B_{max,R}.$$

B fällt bei konstantem Strom mit z ab, somit ist es ausreichend $z = 0$ zu überprüfen. Des Weiteren fällt B mit ω ab, weshalb nur $\omega = 0$ überprüft werden muss. Beim Anheben des Rotors aus den Fanglagern ist keine hohe Dynamik erforderlich, sodass $F_{aML}(z = z_{Fl,u}, I = I_{lift}) \approx F_0$ gilt. Folglich ist $B_J(z = z_{Fl,u}, I = I_{lift}) \approx B_J(z = 0, I = I_0)$. Da $B_J(z = 0, I = I_0) < B_J(z = 0, I = I_{max})$ vorliegt, muss das Anheben hier nicht extra berücksichtigt werden. A_p ist überall gleich, daher ist aufgrund des Streuflusses $B_J > B_R$. Da hier $B_{max,J} = B_{max,R}$ gilt, wird (4.93) erfüllt, wenn durch die Auslegung

$$B_J(z = 0, I = I_{max}, \omega = 0) \stackrel{!}{=} B_{max,J} \quad (4.94)$$

erfüllt wird.

Da r_3 kleiner als r_{zug} sein soll, wird die Wahl von r_3 indirekt durch drehzahlinduzierte mechanische Spannungen in der Zugscheibe beschränkt. Diese mechanische Randbedingung wird nach der Beschreibung des Vorgehens der magnetischen Auslegung in Abschnitt 4.5.4 betrachtet.

4.5.3 Vorgehen bei der Auslegung

Wie bei den radialen Magnetlagern wird für das axiale Magnetlager zunächst eine Vorauslegung unter Vernachlässigung der Reluktanzen der Pfadabschnitte in Zugscheibe und Joch durchgeführt. Wirbelströme werden somit zunächst ebenfalls vernachlässigt. Mit den so erhaltenen Abschätzungen der Windungszahl $\tilde{N}_{k=0}$ und der Polfläche $\tilde{A}_{p,k=0}$ werden die restlichen Geometrieparameter berechnet und damit das Reluktanznetzwerk vervollständigt. Dieses wird wiederum verwendet, um eine neue Schätzung der Windungszahl $\tilde{N}_{k=1}$ und der Polfläche $\tilde{A}_{p,k=1}$ zu berechnen. Die Berechnung wird wiederholt, bis alle Forderungen ausreichend genau erfüllt sind.

Vorauslegung ohne Eisenreluktanz

Da $R_{m,St} \gg \lim_{\omega \rightarrow 0} R_{m,L} \gg R_{m,J} + \lim_{\omega \rightarrow 0} R_{m,A}$ ist, wird für die Vorauslegung vereinfachend

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} R_{m,gesJ} \approx \lim_{\omega \rightarrow 0} R_{m,gesR} \approx \frac{2l_L}{\mu_0 A_p} \quad (4.95)$$

angenommen. Aus der Forderung (4.94) ergibt sich aus (4.79) mit der Näherung (4.95) die erste Schätzung der Windungszahl zu

$$\tilde{N}_{k=0} = \frac{2l_{L,0}B_{max,J}}{\mu_0 I_{max}}. \quad (4.96)$$

Eine erste Schätzung der Polfläche ergibt sich wiederum aus (4.83) mit der Näherung (4.95) unter der Forderung (4.92) zu

$$\tilde{A}_{P,k=0} = \frac{2\mu_0 F_0}{B_{max}^2}. \quad (4.97)$$

Iteratives Vorgehen

Aus der vorherigen Schätzung der Polfläche $\tilde{A}_{p,k}$ und dem vorgegebenen äußeren und inneren Radius lassen sich die beiden inneren Radien mit (4.68) berechnen zu

$$r_2 = \sqrt{r_3^2 - \frac{\tilde{A}_{p,k}}{\pi}} \quad \text{und} \quad r_1 = \sqrt{\frac{\tilde{A}_{p,k}}{\pi} - r_0^2}. \quad (4.98)$$

Aus der Radiendifferenz wird ermittelt, wie viele Windungen N_r in radiale Richtung eingebracht werden können:

$$N_r = \left\lfloor \frac{r_2 - r_1 - 2d_{iso}}{2r_{SL}} \right\rfloor, \quad (4.99)$$

wobei r_{SL} der Außenradius des Spulendrahtes ist und auf der Innen- und Außenseite der Spule eine Isolierung der Dicke d_{iso} vorgesehen wird. Aus der Schätzung \tilde{N}_k folgt die Anzahl der axialen Spulenlagen N_z zu

$$N_z = \left\lfloor \frac{\tilde{N}_k}{N_r} \right\rfloor \quad (4.100)$$

und aus dieser die Höhe des Spulenfreiraums im Joch zu

$$h_S = 2N_z r_{SL} + 2d_{iso}. \quad (4.101)$$

Zur Vermeidung von Sättigung muss die durchflossene Querschnittsfläche am Rückschluss des

Jochs der Polfläche entsprechen. Aufgrund der Flussumlenkung wird dies erst für die Polmitte gefordert, sodass die Höhe des Rückschlusses h_{JR} der Radiendifferenz des inneren Pols entsprechen muss:

$$h_{JR} = r_1 - r_0 . \quad (4.102)$$

Bei einer konstanten Rückschlusshöhe nimmt die Querschnittsfläche nach außen hin zu. Für eine gleichbleibende Materialausnutzung kann die Rückschlusshöhe mit zunehmendem Radius verringert werden. Da dies jedoch keine Verbesserungen mit sich bringt, die Fertigung und Integration des Aktors jedoch deutlich erschwert, wird hier h_{JR} konstant gehalten. Werden die Streuflüsse vernachlässigt, muss, da $B_{max,J} = B_{max,R}$ ist, die Dicke der Zugscheibe der Rückschlusshöhe im Joch entsprechen:

$$h_R = h_{JR} . \quad (4.103)$$

Nun werden die Reluktanzen und mit (4.79) Φ_j berechnet. Wie bei den radialen Magnetlagern wird mit dieser überprüft, ob

$$\frac{\tilde{N}_k - 1}{\tilde{N}_k} < \frac{B_{max,J} \tilde{A}_{P,k}}{\Phi_j} \leq 1 . \quad (4.104)$$

Ist dies nicht der Fall wird eine neue Schätzung der Windungszahl über

$$\tilde{N}_{k+1} = \left\lceil \frac{\tilde{N}_k B_{max,J} \tilde{A}_{P,k}}{\Phi_j} \right\rceil \quad (4.105)$$

berechnet und die nächste Iteration gestartet. Sollte (4.104) erfüllt sein, werden als nächstes die Kraftanforderungen überprüft. Hier wird überprüft, ob die kleinere der beiden Kräfte $F_{aML}(z = 0, l = l_0, \omega = \omega_{aML,1})$ und $F_{aML}(z = z_{Fl,u}, l = l_{lift,max}, \omega = \omega_{aML,2})$ gleich F_0 ist, wobei eine Überdimensionierung der kleineren Kraft um den Anteil $\epsilon_{\Delta F}$ zugelassen wird. Die größere der beiden Kräfte kann F_0 deutlich übersteigen. Ist die Forderung

$$\frac{1}{1 + \epsilon_{\Delta F}} \leq \max \left(\frac{F_0}{F_{aML,1}}, \frac{F_0}{F_{aML,2}} \right) \leq 1 \quad (4.106)$$

$$\text{mit } F_{aML,1} = F_{aML}(z = 0, l = l_0, \omega = \omega_{aML,1})$$

$$\text{und } F_{aML,2} = F_{aML}(z = z_{Fl,u}, I = I_{lift,max}, \omega = \omega_{aML,2})$$

nicht erfüllt, wird die bisherige Schätzung der Polfläche $\tilde{A}_{p,k}$ um die größere Abweichung erhöht, also

$$\tilde{A}_{p,k+1} = \tilde{A}_{p,k} \max\left(\frac{F_0}{F_{aML,1}}, \frac{F_0}{F_{aML,2}}\right), \quad (4.107)$$

und die Berechnung ab (4.98) erneut durchgeführt. Der Ohm'sche Widerstand der zur Berechnung der maximalen Stromamplitude nach (4.84) und für ω_{sat} nach (4.85) benötigt wird, wird mit

$$R_{el} = \frac{l_{SL}}{\pi r_{SL,Cu}^2 \kappa_{Cu}} \quad (4.108)$$

$$\text{mit } l_{SL} = 2\pi N_r N_z (r_1 + d_{iso} + N_r r_{SL})$$

abgeschätzt, worin κ_{Cu} die elektrische Leitfähigkeit, $r_{SL,Cu}$ der Kupferquerschnitt und l_{SL} die Länge des Spulenleiter ist. Die iterative Berechnung wird solange wiederholt, bis schließlich (4.104) und (4.106) erfüllt sind. Die Polfläche kann bei den gegebenen Randbedingungen solange erhöht werden, wie

$$r_2 - r_1 \geq 2r_L + 2d_{iso} \quad (4.109)$$

gilt, ansonsten wird der Spulenfreiraum zu klein für die Leiter. Die Berechnung muss in diesem Fall abgebrochen und die Randbedingungen angepasst werden.

4.5.4 Mechanische Auslegung der Zugscheibe

Der Außenradius der Zugscheibe r_{zug} wird primär durch drehzahlinduzierte Spannungen beschränkt. Um einen Vergleichswert für die Spannungen zu erhalten, wird die Zugscheibe zunächst als dünne, kreisförmige Vollscheibe vereinfacht, die um ihren Mittelpunkt dreht. Unter Vernachlässigung von axialen Spannungen lässt sich die Spannungsverteilung entsprechend zu Abschnitt 4.4.4 berechnen, wobei hier nur ein Bauteil betrachtet wird und somit die Hälfte der Gleichungen und die Übergangsbedingungen, also die Passungen, entfallen. Sowohl unter SSH als auch GEH tritt die maximale Vergleichsspannung in der Mitte der Welle bei Ω_{max} auf und ergibt sich zu [116]

$$\sigma_{V,max} = \frac{(v_R + 3)\rho_R\Omega_{max}^2 r_{Zug}^2}{8}, \quad (4.110)$$

wobei v_R die Querkontraktionszahl und ρ_R die Dichte der Zugscheibe ist. Gleichung (4.110) vernachlässigt jedoch Spannungsüberhöhungen, die sich aus der Integration der Zugscheibe auf der Welle ergeben. Sind Zugscheibe und Welle aus einem Teil gefertigt, treten Spannungsüberhöhungen am Übergang zur Zugscheibe auf. Als Verdeutlichung der auftretenden Kerbwirkung sind in Abbildung 4.23 die mittels FEA berechnete Vergleichsspannung nach GEH in einem Achtelmodell der Zugscheibe mit Wellenansätzen dargestellt. In allen drei Fällen dreht die Scheibe mit 40.000 U/min und hat einen Außenradius von 43 mm. In den Übergängen zur Zugscheibe ist jeweils ein Radius von 1 mm eingebracht.

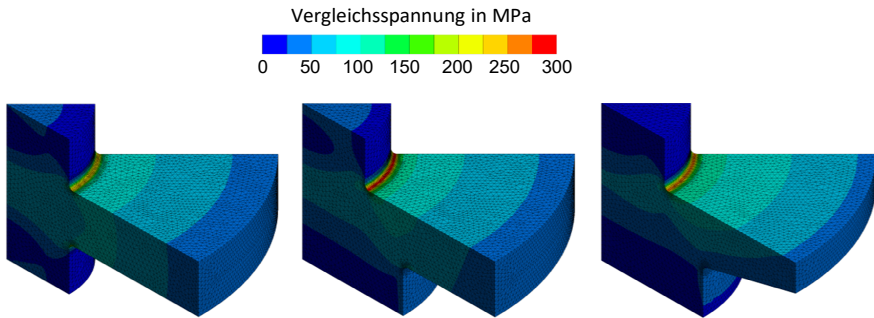


Abbildung 4.23: Vergleichsspannungen in der Zugscheibe bei 40.000 U/min bei symmetrischem, asymmetrischem und asymmetrisch-konischem Aufbau

Durch die Kerbwirkung der Übergänge tritt $\sigma_{V,max}$ in diesen und nicht wie bei der Vollscheibe in der Wellenmitte auf. Links in Abbildung 4.23 ist der Fall dargestellt, dass die Welle oberhalb und unterhalb der Zugscheibe den gleichen Außenradius aufweist. Die Spannungsverteilung ist symmetrisch zur Scheibenmittelebene und $\sigma_{V,max}$ beträgt ober- und unterhalb der Zugscheibe ca. 241 MPa. $\sigma_{V,max}$ ist damit mehr als doppelt so hoch wie in der Vollscheibe, die nach (4.110) unter gleichen Bedingungen bei 103 MPa liegt. Durch die einseitige Bauweise des Axiallagers kann die Welle unterhalb der Zugscheibe dicker ausgeführt werden als es oberhalb möglich ist, wodurch die Biegeeigenfrequenzen der Welle erhöht werden. Diese asymmetrische Bauweise ist in der Mitte von Abbildung 4.23 abgebildet. Die Oberseite der Zugscheibe ist hier in radiale Richtung weicher als die Unterseite, wodurch sich die Zugscheibe sich durch die drehzahlinduzierten Spannungen nach unten wölbt. Dies hat eine weitere Erhöhung der Spannungen auf der Scheibenoberseite zur Folge, sodass $\sigma_{V,max}$ hier etwa 294 MPa beträgt. Dieser Effekt wird abgemildert, wenn die Unter-

seite der Zugscheibe konisch ausgeführt wird. In dem in Abbildung 4.23 rechts dargestellten konischen Ausführung ist $\sigma_{V,max}$ mit 271 MPa etwa 20 MPa kleiner als im asymmetrischen Fall. Die Schrägung ist aus magnetischer Sicht möglich, da die radial durchflossene Querschnittsfläche in der Zugscheibe nach außen tangential zunimmt und so die axiale Ausdehnung für eine konstante magnetische Flussdichte verringert werden kann (vgl. Abschnitt 4.5.1).

Die maximalen Vergleichsspannungen bei Variation des Außenradius sind für die drei betrachteten Fälle sowie die Vollscheibe in Abbildung 4.24 im Vergleich zur maximal zulässigen Vergleichsspannung σ_{zul} dargestellt. Wie zuvor wird bei der Auslegung gefordert, dass $\sigma_{V,max} < \sigma_{zul}$ mit $\sigma_{zul} = R_{p0,2}/S$ und $S = 1,5$ sowie $R_{p0,2} = 500$ MPa gilt. Wäre die Zugscheibe als Vollscheibe anzusehen, könnten Außenradien über 75 mm realisiert werden. Durch die Kerbwirkung sind je nach Ausführung nur 45 mm bis 50 mm möglich.

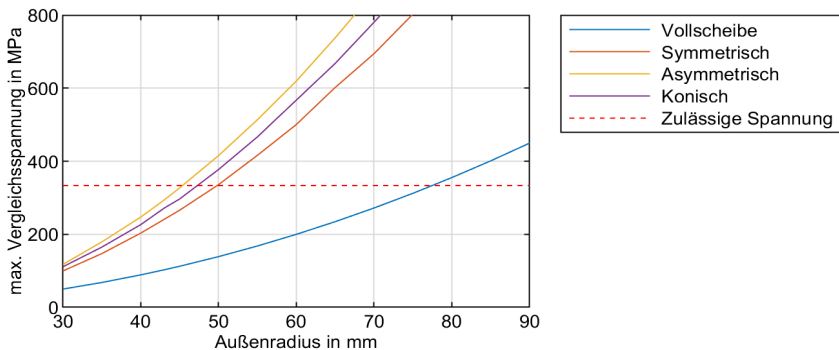


Abbildung 4.24: Maximale Vergleichsspannung in der Zugscheibe für verschiedene Außenradien bei 40.000 U/min für einen symmetrischen, asymmetrischen und konischen Aufbau; zum Vergleich sind auch die maximalen Spannungen in einer entsprechenden Vollscheibe dargestellt

Alternativ kann die Zugscheibe als separates Bauteil gefertigt und anschließen wie die Bleche der radialen Magnetlager auf die Welle aufgeschraubt werden. Die Auslegung ist hierbei äquivalent zu Abschnitt 4.4.4. Wird die Welle wie die Zugscheibe aus X14CrMoS17 gefertigt und ist $r_{zug} = 43$ mm, ergibt sich das minimal zulässige Übermaß der Passung zu $13,5 \mu\text{m}$ und das maximale zu $22,0 \mu\text{m}$ nach GEH. Der theoretisch mögliche maximale Außenradius liegt bei 55 mm. Hier stimmen minimales und maximales Übermaß gerade überein, was aufgrund von Fertigungstoleranzen praktisch jedoch nicht umsetzbar ist. Das Aufschrauben der Zugscheibe ermöglicht es bspw. für die Welle ein günstigeres Material zu verwenden und reduziert den Abfall bei deren Fertigung. Beim Fügen muss jedoch sichergestellt werden, dass die Zugscheibe senkrecht auf der Welle steht. Da letztes bei der einteiligen Fertigung deutlich genauer umzusetzen ist, wird diese Bauweise hier weiterverfolgt. Zum Erreichen einer möglichst hohen ersten Biegeeigenfrequenz der Welle, wird hierbei die asymmetrische Anordnung mit konischer Zugscheibe verwendet.

4.6 Rotordynamik

Externe Kräfte, die Unwucht des Rotors, die Magnetlager sowie die PSM können Schwingungen des Rotors anregen. Werden die Schwingungsamplituden im Betrieb zu groß, kann dies zu Schäden am Prüfstand führen. Das mechanische Schwingungsverhalten des Rotors hat daher einen starken Einfluss auf den Betrieb des Prüfstandes im Allgemeinen und der Magnetlager im Besonderen. Generell treten im Rotor axiale Längsschwingungen, Torsionsschwingungen und radiale Biegeschwingungen auf. Letztere haben den größten Einfluss auf den Betrieb des Prüfstands, weshalb sich die folgenden Betrachtungen auf radiale Schwingungen beschränken. Die hier auftretenden Phänomene werden im Folgenden kurz zusammengefasst, weiterführende Erläuterungen sind bspw. in [50, 51, 100] zu finden.

Im folgenden Abschnitt wird ein Modell zur Berechnung der radialen Biegeschwingungen des Rotors aufgestellt. Mit diesem Modell wird zunächst das generelle Schwingverhalten des Rotors erläutert. Anschließend wird der Einfluss der Sollbruchstelle und der Probenlänge auf dieses beschrieben. Hierbei ist zu berücksichtigen, dass die Magnetlager und ihre Regelung einen Einfluss auf das dynamische Verhalten des Rotors haben. Da die Regelung an dieser Stelle noch nicht ausgelegt ist, können die Magnetlager nur vereinfacht berücksichtigt werden. Für die vergleichenden, qualitativen Betrachtungen ist diese Vereinfachung ausreichend. Das hier hergeleitete Modell wird in Kapitel 6 auch zur Auslegung der Regelung der radialen Magnetlager verwendet. Für diese wird ein genaueres Magnetlagermodell verwendet (vgl. Abschnitt 6.1). Da für die Reglerauslegung ein genaues rotordynamisches Modell erforderlich ist, werden die Modellparameter zuvor experimentell abgeglichen.

4.6.1 Modellierung

Zur Berechnung der Biegeschwingungen des Rotors wird dieser über lineare FE-Balkenelemente dargestellt. Das Modell hat im Vergleich zu einem 3D-FE-Volumenmodell eine geringere Anzahl Elementen und kann daher für effiziente Berechnungen und Optimierungen verwendet werden (siehe Abschnitt 6.3). Durch die Einschränkung auf radiale Verformungen können im FE-Balkenmodell gegebenenfalls nicht alle auftretenden Effekte abgebildet werden, weshalb dessen Ergebnisse in Abschnitt 4.6.2 mit denen einer Analyse an einem 3D-FE-Volumenmodell verglichen werden. Zur Erstellung des FE-Balkenmodells wird auf ein in [152] entwickeltes Berechnungsprogramm zurückgegriffen. Der Rotor wird hierbei über einfache Hohlzylinder- oder Konuselemente mit homogenen und isotropen Eigenschaften dargestellt, die anschließend in Balkenelemente mit jeweils konstanten Durchmessern zerlegt werden. Die Balkenelemente basieren auf der *Timoshenko-Balkentheorie* und berücksichtigen neben reiner Biegung und der translatorischen Trägheit auch Schubverformungen und die Drehträgheit.

Die Zerlegung des Rotors in Grundgeometrien ist in Abbildung 4.25 dargestellt. Alle gezeigten

Grundgeometrien besitzen eine Masse, aber nur die hellgrauen Elemente besitzen Steifigkeitseigenschaften. Der äußere Teil der Axiallagerzugscheibe, die Permanentmagnete der PSM, die Kupplung, mit der die Probe am Rotor befestigt wird, und die segmentierten Einbauten in der Probe werden als Zusatzmassen abgebildet, die von den anliegenden steifigkeitsbehafteten Geometrien getragen werden. Die jeweiligen Steifigkeiten ergeben sich aus der Geometrie, dem E-Modul und der Querkontraktionszahl des Materials. Die Blechstapel der Magnetlager und der PSM werden unter Biegung primär in axialer Richtung belastet, weshalb hier die Steifigkeit der Blechisolierung einen starken Einfluss hat. Um einen Ersatz-E-Modul E_{ers} für die Blechstapel zu berechnen, wird angenommen, dass diese bei Biegeschwingungen rein axial gedehnt oder gestaucht werden. Unter dieser Annahme lässt sich der Blechstapel als Reihenanordnung der Blech- und der Isolierungssteifigkeit darstellen. Die Bleche besitzen den E-Modul E_{RB} und machen den Anteil k_{BSt} der axialen Länge des Stapels aus. Der E-Modul der Epoxidisolierung wird mit $E_{iso} = 3$ GPa abgeschätzt [10]. Der Ersatz-E-Modul ergibt sich somit zu

$$E_{ers} = \frac{E_{RB}E_{iso}}{(1 - k_{BSt})E_{RB} + k_{BSt}E_{iso}}. \quad (4.111)$$

Als Querkontraktionszahl der Blechstapel wird die der Bleche angenommen. Da der genaue Aufbau der PSM nicht bekannt ist, werden für diese auch die Eigenschaften der Radiallagerbleche angenommen. Der KFKV der Probe wird unter Biegung auch primär in axialer Richtung belastet, weshalb hier die Materialparameter quer zur Wickelrichtung verwendet werden. Aufgrund des hohen Durchmessers der KFKV-Bandage und der einhergehenden hohen Biegesteifigkeit treten Biegeschwingungen der Bandage erst bei hohen Frequenzen auf, die oberhalb des betrachteten Frequenzbereichs liegen. Die genaue Steifigkeit des KFKV ist daher hier von untergeordneter Bedeutung.

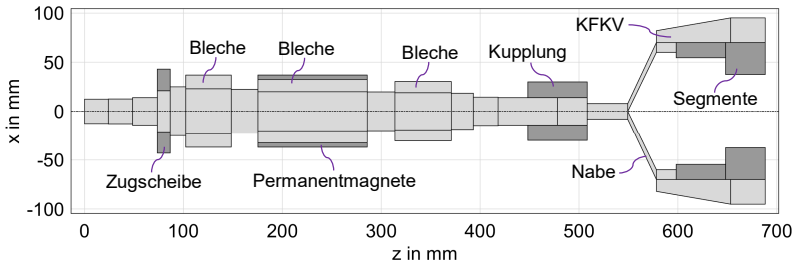


Abbildung 4.25: Näherung der Rotorgeometrie durch Ersatzzylinder und -kegel; dunkelgraue Bereiche stellen Massen ohne Steifigkeit dar

Die Zerlegung der Grundgeometrien in FE-Balkenelemente ist in Abbildung 4.26 dargestellt. Für

axiale Bereiche, in denen sich mehrere Grundgeometrien radial überlagern, werden Ersatzparameter über gewichtete Mittelwerte berechnet. Die Dichten werden mit der jeweiligen Querschnittsfläche gewichtet, die E-Moduln mit dem jeweiligen Flächenträgheitsmoment und die Querkontraktionszahlen, unter der Annahme einer Presspassung, näherungsweise über das Verhältnis der Durchmesserdifferenzen [152]. Das hier erstellte Modell besitzt 74 Elemente mit 75 Knoten. Jeder Knoten i besitzt die vier Freiheitsgrade x_i , y_i , $\varphi_{x,i}$ und $\varphi_{y,i}$, die für die Translation in x - und y -Richtung sowie die Drehung um die x - und y -Achse stehen. Acht der Knoten sind in Abbildung 4.26 hervorgehoben. Der mit einem roten Kreuz markierte Knoten befindet sich im Schwerpunkt des Rotors, der unterhalb des unteren Magnetlagers liegt. Die sieben mit Rauten hervorgehobenen, durchnummerierten Knoten sind wichtige Ein- und Ausgänge des Systems. Die Konzentration der Ein- und Ausgänge auf einzelne Knoten stellt hierbei eine Vereinfachung dar. In der Realität werden diese immer über längere axiale Bereiche wirken. Die translatorischen Auslenkungen der Knoten 1, 7 und 9 werden von den radialen Positionssensoren erfasst. An den Knoten 2 und 8 interagieren die Fanglager. Hier liegt der kleinste Luftspalt zwischen Rotor und Stator vor. Die Kräfte der radialen Magnetlager wirken auf die Knoten 3 und 6, über deren radiale Auslenkung sich auch der jeweilige Magnetlagerluftspalt und dessen zeitliche Änderung ergibt. An den Knoten 4 und 5 greift jeweils zur Hälfte die negative Steifigkeit der PSM an. Diese wurde wegen der Länge der PSM auf zwei Knoten aufgeteilt. In den folgenden Betrachtungen werden die Bereiche des Rotors in der Spindel einschließlich der Bleche und der Kupplung als Welle bezeichnet. Die Probe umfasst die KFKV-Bandage mit den Segmenten und dem unteren Ende der Nabe. Der Bereich zwischen Welle und Nabe, einschließlich des oberen Teils der Nabe, wird zusammenfassend als Sollbruchstelle bezeichnet.

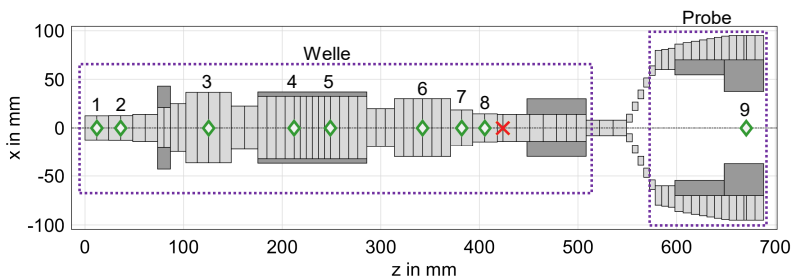


Abbildung 4.26: Diskretisiertes FE-Balkenmodell des Rotors

Unter Anwendung des Prinzips der virtuellen Verrückung und der Nutzung von Ansatzfunktionen für die Verformungen in den Elementen¹³ kann für die 300 Freiheitsgrade ein Differentialgleichungssystem der Form

¹³ Hier werden Polynome dritter Ordnung für die Verschiebungen und zweiter Ordnung für die Verdrehungen verwendet [152].

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}}_R + (\mathbf{D} + \mathbf{G}(\Omega))\dot{\mathbf{q}}_R + \mathbf{K}\mathbf{q}_R = \mathbf{F}, \quad (4.112)$$

mit $\mathbf{q}_R = [\dots, x_i, \varphi_{y,i}, y_i, \varphi_{x,i}, \dots]^T$ und $\dot{\mathbf{q}}_R = \frac{d\mathbf{q}_R}{dt}$

aufgestellt werden. Hierbei ist \mathbf{M} die Massenmatrix, \mathbf{D} die Dämpfungsmatrix, $\mathbf{G}(\Omega)$ die drehfrequenzabhängige Gyroskopiatrix und \mathbf{K} die Steifigkeitsmatrix. Im Vektor \mathbf{F} werden externe Kräfte zusammengefasst. \mathbf{D} folgt nicht direkt aus dem Balkenmodell. Eine Abschätzung von \mathbf{D} wird am Ende dieses Abschnitts erläutert.

Zur Bestimmung der Eigenfrequenzen des Systems wird $\mathbf{F} = \mathbf{0}$ gesetzt und die charakteristische Gleichung

$$\det(\lambda^2 \mathbf{M} + (\mathbf{D} + \mathbf{G}(\Omega))\lambda + \mathbf{K}) = 0 \quad (4.113)$$

gelöst. Werte von λ , für die (4.113) erfüllt ist, sind Eigenwerte λ_i des Systems, deren Imaginärteile die Eigenfrequenzen ω_i darstellen. Vektoren $\hat{\mathbf{q}}_i \neq \mathbf{0}$ für die

$$(\lambda_i^2 \mathbf{M} + (\mathbf{D} + \mathbf{G}(\Omega))\lambda_i + \mathbf{K})\hat{\mathbf{q}}_i = \mathbf{0} \quad (4.114)$$

gilt, sind die zu λ_i gehörenden Eigenvektoren, die hier den Eigenformen (EF) des Rotors entsprechen. Wegen $\mathbf{G}(\Omega)$ sind λ_i und $\hat{\mathbf{q}}_i$ allgemein abhängig von Ω . Die freien Schwingungen ($\mathbf{F} = \mathbf{0}$) jeder EF werden durch eine Überlagerung von zwei Kreisbewegungen in der x - y -Ebene beschrieben [50]. Eine läuft mit der Drehrichtung um, dies wird als Gleichlauf bezeichnet, und eine läuft entgegen der Drehrichtung um, diese wird als Gegenlauf bezeichnet. Bei schwacher Dämpfung ($0 < D_i < 1$) und $\Omega = 0$ können die λ_i paarweise in der Form

$$\lambda_{i,1,2} = -D_i \omega_{0,i} \pm j \omega_i \quad \text{mit} \quad \omega_{0,i} = \frac{\omega_i}{\sqrt{1 - D_i^2}} \quad (4.115)$$

dargestellt werden, wobei D_i der modale Dämpfungsgrad und $\omega_{0,i}$ die Eigenfrequenz des ungedämpften Systems sind [153]. Für $\Omega = 0$ besteht (4.112) aus zwei Sätzen identischer, unabhängiger Gleichungen, jeweils für die Bewegungen in x - und y -Richtung. Entsprechend tritt jeder Eigenwert doppelt auf. Durch die Gyroskopie ($\mathbf{G} \neq \mathbf{0}$) kommt es für $\Omega \neq 0$ zu einer Kopplung der Bewegung in beiden Achsenrichtungen. Eine Folge daraus ist, dass sich die Eigenfrequenzen der doppelten Eigenwerte mit steigender Drehzahl in eine Gleichlaufeigenfrequenz $\omega_{i,vw}$, die in den meisten Fällen mit der Drehzahl zunimmt, und eine Gegenlaufeigenfrequenz $\omega_{i,rw}$, deren Betrag mit der Drehzahl abnimmt, aufspalten. Wie ausgeprägt die Abhängigkeit der ω_i von Ω ist, hängt maßgeblich von den Trägheitsverhältnissen der Teile des Rotors ab, die bei der jeweiligen EF gegen

die Rotationachse verkippen. Das Trägheitsverhältnis ist der Quotient aus dem jeweiligen polaren Massenträgheitsmoment θ_z und dem axialen Massenträgheitsmoment θ_r . Wird bspw. die Gleichlaufeligenfrequenz der Kippeigenform eines starren Rotors in elastischen Lagern betrachtet, nähert sich diese Eigenfrequenz mit steigender Drehzahl asymptotisch der Geraden $\Omega \theta_z/\theta_r$ an [50]. Bei einem langen und dünnen Rotor mit $\theta_z/\theta_r \ll 1$ ist die Aufspaltung der Eigenfrequenz mit Ω gering. Die Eigenfrequenz muss beim Beschleunigen des Rotors gegebenenfalls einmal durchfahren werden. Bei einer Scheibe mit $\theta_z/\theta_r \gg 1$ steigt die Eigenfrequenz stärker als die Drehfrequenz und stimmt folglich nie mit dieser überein. Problematisch ist der Fall mit $\theta_z/\theta_r = 1$, wie bspw. bei einer Kugel. Hier nähert sich die Eigenfrequenz asymptotisch der Drehfrequenz an und wird folglich mit steigender Drehzahl immer stärker durch Unwucht angeregt, kann aber nie durchfahren werden.

Bei magnetgelagerten Rotoren in Vakuum tritt neben der Dämpfungswirkung der Magnetlager, die in diesem Kapitel vernachlässigt wird, keine Nennswerte äußere Dämpfung auf. Um die Materialdämpfung im Rotor über \mathbf{D} zu beschreiben¹⁴, wird hier auf die Vorgabe von modalen Dämpfungsgraden D_i zurückgegriffen. Hierfür werden bei der Berechnung der λ_i mit (4.113) zunächst $\mathbf{D} = \mathbf{0}$ und $\mathbf{G} = \mathbf{0}$ gesetzt und $\omega_{0,i}$ bestimmt. Anschließend werden mit vorgegebenen D_i über (4.115) die Eigenwerte λ_i und -frequenzen ω_i des gedämpften Systems sowie anhand der EF die Dämpfungsmatrix \mathbf{D} berechnet (vgl. [155, 156]). Bei der hier betrachteten Materialdämpfung ist $D_i \ll 1$ und damit ist $\omega_i \approx \omega_{0,i}$. Für die in diesem Abschnitt durchgeführten Betrachtungen von ω_i ist daher eine grobe Schätzung von D_i ausreichend. Nach [153] werden zunächst alle D_i zu 0,1 % abgeschätzt. Wie groß die Auslenkungen einer EF bei einer bestimmten Anregung ausfallen, wird hingegen deutlich stärker von der Dämpfung beeinflusst. Für die in Abschnitt 6.2 folgende Auslegung der Regelung der radialen Magnetlager ist daher eine genauere Bestimmung der D_i erforderlich. Diese erfolgt in Abschnitt 6.2 mittels eines experimentellen Abgleichs.

4.6.2 Schwingungsverhalten des Rotors

Werden alle $\hat{\mathbf{q}}_i$ von (4.112) nach steigender Eigenfrequenz sortiert, sind $\hat{\mathbf{q}}_1$ bis $\hat{\mathbf{q}}_4$ des ungefesselten Rotors bei $\Omega = 0$ die Starrkörperbewegungen mit Eigenfrequenzen von 0 Hz. Die Starrkörperbewegungen sind die Translation des starren Rotors in x - und y -Richtung sowie das Kippen des Rotors um die x - und y -Achse. $\hat{\mathbf{q}}_i$ mit höheren Eigenfrequenzen weisen Biegeverformungen auf. Die ersten beiden Biegeeigenformen (BEF) der Welle und die ersten drei BEF des Rotors einschließlich der Probe, jeweils für $\Omega = 0$, sind in Abbildung 4.27 mit den dazugehörigen Eigenfrequenzen dargestellt. Die erste BEF der Welle liegt mit 994 Hz oberhalb von Ω_{max} , was der Vorgabe der

¹⁴ Innere Dämpfung, also Dämpfung die aus der Verformung des Rotors resultiert, kann über \mathbf{D} nur teilweise abgebildet werden. Durch innere Dämpfung tritt allgemein in (4.113) ein weiterer Term mit einer schief-symmetrischen Matrix auf, welcher mit der Auslenkung und der aktuellen Drehkreisfrequenz multipliziert wird. Da bei dem hier betrachteten System von geringer innerer Dämpfung ausgegangen wird, ist die Modellierung mit (4.113) jedoch ausreichend. Eine genauere Modellierung ist bspw. in [154] beschrieben.

Auslegung entspricht. Die nächste BEF folgt bei 2,1 kHz. Die Schwingungsknoten der ersten BEF befinden sich auf Höhe der radialen Magnetlager, sodass diese EF von den Magnetlagern fast nicht angeregt werden kann. Dies ist hier zulässig, da die EF außerhalb des Betriebsbereichs liegt (vgl. Abschnitt 3.4). Problematisch ist jedoch, dass von den Positionssensoren dennoch eine Auslenkung der EF gemessen wird (Knoten 1 und 7) und so eine Stellaktivität des Lagers zur Folge haben kann. Sollten die Positionen der Schwingungsknoten im realen System von den berechneten abweichen und zwischen den Sensoren und Magnetlagern liegen, sind diese nicht kolloziert und das geregelte System kann instabil werden. Dies kann an der zweiten BEF verdeutlicht werden. Während am oberen Positionssensor eine negative Auslenkung gemessen wird, ist die Auslenkung am oberen Magnetlager positiv. Fordert der Regler vom oberen Magnetlager nun eine der gemessenen Auslenkung entgegenwirkende Kraft, wirkt diese am Aktor in Richtung der Auslegung und somit destabilisierend. Dies muss in der Auslegung der Regelung berücksichtigt werden.

Die in Abbildung 4.27 unten dargestellten BEF ergeben sich für den beispielhaften Fall der Probengeometrie aus Abschnitt 4.3, mit einer Sollbruchstellenlänge von 41 mm und einem Sollbruchstellenaußenradius von 8 mm. Die erste elastische Eigenfrequenz liegt hier bei 62 Hz. In der dazugehörigen BEF verformt sich maßgeblich die Sollbruchstelle, wobei Welle und Probe entgegengesetzt um ihren jeweiligen Schwerpunkt kippen. Bei der zweiten BEF bei 409 Hz biegt sich die Welle durch, wobei die oberen Sensoren und das obere Magnetlager sowie die unteren Sensoren und das untere Magnetlager kolloziert bleiben. Die Probe führt dabei weiterhin eine starre Drehbewegung aus. Biegeschwingungen der Probe selbst treten erst ab ca. 5 kHz auf. Bei der dritten BEF verformt sich die Welle wie in der ersten BEF ohne Probe, wobei die Eigenfrequenz aufgrund der zusätzlichen Steifigkeit der Probenanbindung etwas höher liegt. Aufgrund der hohen Trägheit der Probe nimmt mit steigender Frequenz die Amplitude der Probendrehung der BEF ab. Bei der vierten BEF, deren Eigenfrequenz bei 1,8 kHz liegt und die in Abbildung 4.27 aus Übersichtlichkeitsgründen nicht dargestellt ist, ist kaum noch eine Drehung vorhanden.

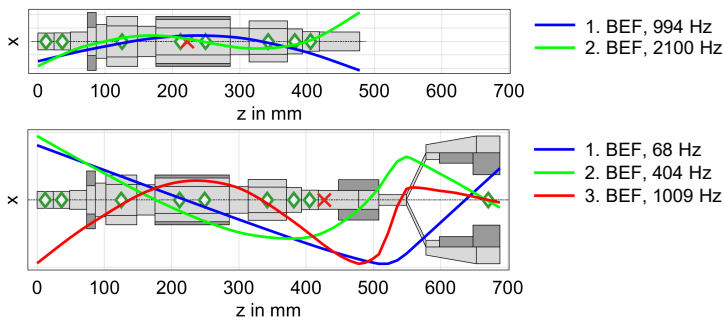


Abbildung 4.27: Biegeeigenformen und Frequenzen des Rotormodells ohne und mit Probe im Stillstand

Wie bereits erwähnt, kommt es für $\Omega \neq 0$ zu einer Aufspaltung der Eigenfrequenzen. Wie stark

dieser Effekt ist, hängt vom jeweiligen Trägheitsverhältnis ab. Die wichtigsten Trägheitseigenschaften der Welle, der Probe und der Welle mit befestigter Probe sind in Tabelle 4.5 zusammengefasst. Bei der Welle ohne Probe ist die Aufspaltung der Eigenfrequenzen aufgrund des geringen Trägheitsverhältnisses nur sehr gering, mit Probe kommt es jedoch zu einer deutlichen Abhängigkeit der Eigenfrequenzen von Ω . Die ersten vier (doppelten) Eigenfrequenzen des unfesselten Rotors bei verschiedenen Drehzahlen sind in Abbildung 4.28a dargestellt. Aufgrund des hohen Trägheitsverhältnisses der Probe nimmt die Gleichlaufeigenfrequenz der vierten EF $\omega_{4,vw}$ (also der zweiten BEF) so stark zu, dass sie im Betriebsbereich nie mit der Drehfrequenz übereinstimmt. Gegenlaufeigenfrequenzen werden nicht direkt dreh synchron angeregt. Bei einer isotropen Lagerung sind sie daher für unwuchterregte Schwingungen von untergeordneter Bedeutung. Durch die Gyroskopie ist bei $\Omega \neq 0$ auch die Gleichlaufeigenfrequenz der Kipp-Starrkörpereigenform von Null verschieden, diese wird als Nutationseigenfrequenz bezeichnet. Bei starren Rotoren mit hohem Trägheitsverhältnis steigt diese stark mit der Drehzahl an und kann zu hochfrequenten Schwingungen führen [51]. Da der starre Rotor des Dauerlaufprüfstandes aber ein niedriges Trägheitsverhältnis aufweist, spielt sie hier eine untergeordnete Rolle.

Tabelle 4.5: Trägheitseigenschaften der Welle, der Probe und beider zusammen; die Massenträgheitsmomente beziehen sich auf den jeweiligen Schwerpunkt; bei der Kombination ist auch die Wellenkupplung berücksichtigt

Parameter	Welle	Probe	Welle mit Probe
Masse	8,61 kg	7,95 kg	17,35 kg
polares Massenträgheitsmoment	0,0047 kgm ²	0,0327 kgm ²	0,0377 kgm ²
axiales Massenträgheitsmoment	0,6106 kgm ²	0,0247 kgm ²	0,8528 kgm ²
Trägheitsverhältnis	0,0076	1,3206	0,0442

Zur Analyse des Einflusses der Magnetlager auf die Eigenfrequenzen, werden diese in erster Näherung als Federn konstanter Steifigkeit dargestellt. Das Schwingungsverhalten des Stators wird hierbei vernachlässigt, die Feder stützen sich somit am festen Referenzkoordinatensystem ab. Bei dieser Modellierung können die Steifigkeiten der Federn in \mathbf{K} auf den Diagonalelementen an den Knoten 3 und 6 aus Abbildung 4.26 integriert werden. \mathbf{F} ist weiterhin $\mathbf{0}$. Die Steifigkeit der geregelten Magnetlager wird über die Negierung ihrer negativen, unregulierten Steifigkeit k_x abgeschätzt, was nach [51] häufig ein guter Anhaltspunkt für die Einstellung des P-Anteils dezentraler PD-Regler ist. Der D-Anteil der Regelung hat als Dämpfung einen untergeordneten Einfluss auf die Eigenfrequenzen und wird hier vernachlässigt. Der Mittelwert von k_x beider Magnetlager mit einem Vormagnetisierungsstrom von 6 A beträgt 10^6 N/m. Diese Steifigkeiten werden jeweils an den Knoten 3 und 6 ergänzt. Zusätzlich wird auch die negative Steifigkeit der PSM an den Knoten 4 und 5 mit jeweils $-2,8 \cdot 10^5$ N/m berücksichtigt. Die sich nun ergebenden Eigenfrequenzen sind

in Abbildung 4.28b abgebildet. Die BEF werden nur leicht zu höheren Frequenzen verschoben. Der Einfluss auf die Starrkörpereigenfrequenzen ist deutlich ausgeprägter. Insbesondere die translatorischen Starrkörpereigenfrequenzen werden so stark angehoben, dass $\omega_{2,vw}$ teilweise mit $\omega_{3,rw}$ übereinstimmt und bei steigenden Drehzahlen deren Abfällen vermindert. Die Kipp-Starrkörpereigenform wird durch die Magnetlager weniger stark angehoben, sodass sich $\omega_{1,rw}$ bei hohen Drehzahlen stark 0 Hz nähert. Da der Realteil der dazugehörigen Eigenwerte mit $\omega_{1,rw}(\Omega)$ abnimmt, gestaltet sich eine aktive Dämpfung der EF mit steigendem Ω zunehmend schwieriger [51]. Eine aktive Dämpfung ist aber häufig notwendig, da die EF bspw. durch Rauschen angeregt werden kann. Dies ist beim Design der Probenanbindung und der Auslegung der Magnetlagerregelung zu berücksichtigen. Bei den ersten beiden EF handelt es sich genaugenommen nicht mehr um Starrkörpereigenformen, da nun auch Verformungen an der Sollbruchstelle auftreten. Bei der ursprünglichen translatorischen Starrkörpereigenform führt das nun auftretende Kippen der Probe zu einer Beeinflussung durch die Gyroskopie, die sonst bei reinen translatorischen Bewegungen keine Auswirkungen hat.

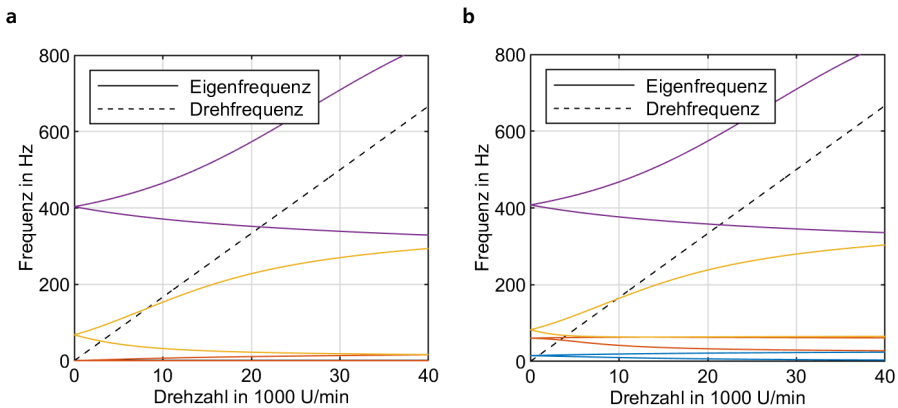


Abbildung 4.28: Eigenfrequenzen des Rotors unter Variation der Drehzahl; **a** Eigenfrequenzen des ungefesselten Systems; **b** Eigenfrequenzen bei vereinfachter Berücksichtigung der Magnetlager und der PSM

Um abzuschätzen, ob das FE-Balkenmodell das Verhalten der Eigenfrequenzen abbilden kann, werden die Ergebnisse mit denen eines 3D-FE-Volumenmodells (FEV) verglichen. Das FEV wird in *ANSYS Workbench* aufgebaut und berechnet. Die modellierte Geometrie stimmt dabei mit den Fertigungszeichnungen des finalen Prüfstands überein und beinhaltet diverse Details, die nicht sinnvoll im FE-Balkenmodell abgebildet werden können. Das FEV besteht aus 83.850 Elementen und 228.695 Knoten. Die ersten vier berechneten EF sind in Abbildung 4.29a dargestellt, wobei die Magnetlager wieder als lineare Federn abgebildet sind. Die PSM ist hier nicht berücksichtigt, da ihre negative Steifigkeit zu Berechnungsfehlern in der Analyse des FEV führt. Diese Vereinfachung beeinträchtigt die Ergebnisse jedoch nur geringfügig, was ein Vergleich von Abbildung 4.28b mit

Abbildung 4.29b zeigt. In der Darstellung der EF sind stark ausgelenkte Bereiche rot eingefärbt, während dunkelblaue Bereiche Schwingungsknoten darstellen. Die erste EF resultiert aus der Kipp-Starrkörpereigenform, die wegen der Magnetlagersteifigkeit eine gleichgerichtete, relative Verkipfung der Probe zur Welle um die Sollbruchstelle aufweist. In gleicher Weise ist die zweite EF eine Abwandlung der translatorischen Starrkörpereigenform. Während die Welle sich nahezu translatorisch in radialer Richtung bewegt, kippt die Probe um ihren Schwerpunkt. Die dritte und vierte EF entsprechen der ersten und zweiten BEF aus Abbildung 4.27 unten. Im FEV tritt, insbesondere bei der vierten EF, ein Beulen der Nabe auf, das so im FE-Balkenmodell nicht abgebildet werden kann. Diese Verformung kann angenähert werden, indem der E- und Schubmodul der Sollbruchstelle reduziert wird. Dies ist in den gezeigten Berechnungen bereits durch einen auf 90 % reduzierten E-Modul und einem auf 45 % reduzierten Schubmodul der Sollbruchstelle berücksichtigt. Die Eigenfrequenzen sind in Abbildung 4.29b über der Drehzahl dargestellt. Die generelle Form der Verläufe stimmen beim FE-Balkenmodell und FEV überein, wobei die Abweichungen bei $\omega_{1,rw}$ bis $\omega_{4,rw}$ weniger als 10 Hz betragen. Die Abweichung bei $\omega_{4,pw}$, liegt bei hohen Drehzahlen bei 20 Hz.

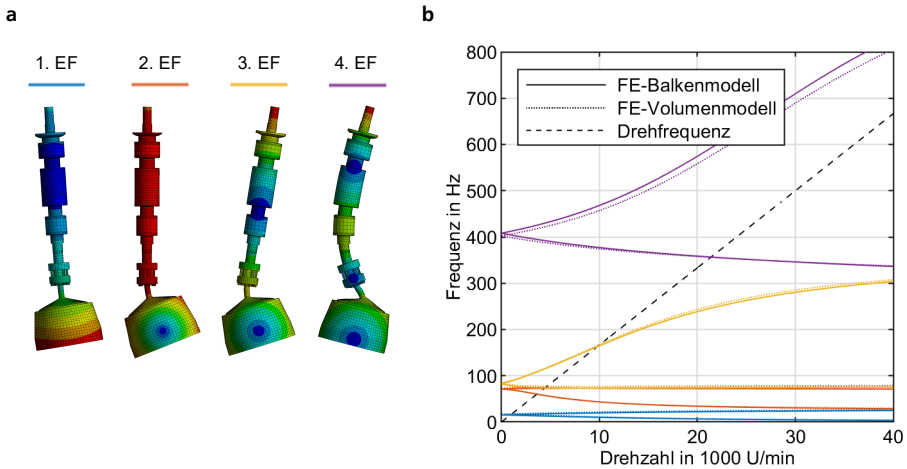


Abbildung 4.29: Eigenformen und -frequenzen des Rotors in den Magnetlagern; a Mittels FE-Volumenmodell berechnete erste bis vierte Eigenform; b Vergleich der mittels FE-Balkenmodell und FE-Volumenmodell berechneten ersten vier Eigenfrequenzen

Das FE-Balkenmodell bildet generell die Änderung der Eigenfrequenzen mit der Drehzahl für die folgenden Vergleiche ausreichend genau ab. Für die modellbasierten Auslegung der Magnetlager-regler müssen die Ungenauigkeiten jedoch berücksichtigt werden, weshalb, wie bereits erwähnt, zuvor ein experimenteller Abgleich des Modells erfolgt (vgl. Abschnitt 6.2).

4.6.3 Einfluss von Probe und Nabe

Anhand des FE-Balkenmodells soll nun bestimmt werden, wie die Sollbruchstelle für ein günstiges rotordynamisches Verhalten zu gestalten ist und welchen Einfluss die Probengeometrie auf dieses hat. Hierbei werden die Magnetlagersteifigkeiten und die negative Steifigkeit der PSM berücksichtigt. Bei der Probengeometrie wird zum einen die in Abschnitt 4.3 beschriebene Probenausführung berücksichtigt. Diese stellt die kürzeste Ausführung dar. Generell kann die Probe auch länger ausgeführt werden. Da das axiale Massenträgheitsmoment der Probe stärker mit ihrer Länge steigt als das polare, sinkt das Trägheitsverhältnis mit zunehmender Länge und nähert sich Eins an. Um den Einfluss der Probenlänge zu beurteilen, wird eine weitere Probengeometrie betrachtet, bei der der gerade untere Abschnitt des KFKV und der Einbauten um 30 mm verlängert ist. Dies reduziert das Trägheitsverhältnis von 1,32 auf 1,15. Die wichtigsten Trägheitseigenschaften beider Varianten sind in Tabelle 4.6 zusammengefasst.

Tabelle 4.6: Trägheitseigenschaften der kurzen und langen Probenausführung, die Massenträgheitsmomente beziehen sich jeweils auf den Schwerpunkt

Parameter	kurze Probe	lange Probe
Masse	7,95 kg	10,84 kg
polares Massenträgheitsmoment	0,0327 kgm ²	0,0443 kgm ²
axiales Massenträgheitsmoment	0,0247 kgm ²	0,0384 kgm ²
Trägheitsverhältnis	1,32	1,15

Da die Masse der Sollbruchstelle vernachlässigbar ist, ist für die Eigenfrequenzen primär ihre Steifigkeit ausschlaggebend. Um deren Einfluss auf das rotordynamische Verhalten zu beurteilen, wird im Folgenden der Außenradius der Sollbruchstelle variiert, wobei ein Außenradius von 5 mm und 12,5 mm betrachtet wird. Die Länge der Sollbruchstelle wird konstant bei 41 mm gehalten. Aus den beiden Radien und den zwei Probenlängen ergeben sich vier Kombinationen, deren Eigenfrequenzverläufe in Abbildung 4.30 dargestellt sind.

Im Vergleich zwischen dicker und dünner Sollbruchstelle starten bei der dünnen die Eigenfrequenzen für $\Omega = 0$ auf einem niedrigen Niveau und verändern sich stärker mit der Drehzahl. Letzteres ist darauf zurückzuführen, dass die geringere Biegesteifigkeit ein stärkeres Kippen der Probe zulässt und die Gyroskopie sich somit deutlicher auswirkt. Da $\omega_{1,rw}$ für $\Omega = 0$ niederfrequent ist und mit steigender Drehzahl weiter abfällt, nähert sie sich für hohe Drehzahlen 0 Hz an. Wie bereits erwähnt, kann diese so leichter zu starken Schwingungen angeregt werden. Bei der dünnen Sollbruchstelle ist $\omega_{1,rw}$ bei 30.000 U/min für beide Probenlängen auf unter 1 Hz abgefallen. Mit der dicken Sollbruchstelle liegt $\omega_{1,rw}$ auch bei 40.000 U/min noch oberhalb von 6 Hz.

Im Betriebsbereich, also bei Drehzahlen zwischen 15.000 U/min und 30.000 U/min, sollte möglichst keine EF angeregt werden. Die drehzahlsynchrone Unwucht wird hier als Hauptstörquelle angenommen. Da EF von dieser auch angeregt werden, wenn sich Ω in einem entsprechend kleinen, aber von Null verschiedenen Abstand zu ihnen befindet, sollten alle Gleichlaufeigenfrequenzen im Betriebsbereich zwischen $\Omega_{Betr,min}$ und $\Omega_{Betr,max}$ einen möglichst großen Abstand zu Ω aufweisen. Um dies zu bewerten, wird der kleinste Abstand $\Delta\Omega_{min}$ der kritischen Drehfrequenz $\Omega_{krit,i}$ zum Betriebsbereich betrachtet. Dies ist beim Dauerlaufprüfstand bei allen betrachteten Varianten der Abstand von $\Omega_{krit,3}$ zu $\Omega_{Betr,min}$. Bei der dünnen Sollbruchstelle beträgt $\Delta\Omega_{min}$ über 130 Hz. Bei der dicken Sollbruchstelle und der kurzen Probenausführung sind es hingegen 41 Hz und bei der langen Probenausführung 66 Hz.

Es lässt sich also festhalten, dass mit einer zu steifen Sollbruchstelle $\omega_{3,vw}$ dem Betriebsbereich sehr nahe kommt. Wird die Sollbruchstelle hingegen zu weich ausgeführt, fällt $\omega_{1,rw}$ auf sehr niedrige Frequenzen ab. Ein Kompromiss stellt die zuvor betrachtete Variante mit einem Sollbruchstellenaußenradius von 8 mm dar. $\omega_{1,rw}$ fällt bei dieser bei 40.000 U/min auf etwa 3 Hz ab und $\Delta\Omega_{min}$ liegt bei beiden Probenlängen bei über 80 Hz. Die genauen Werte sind in Tabelle 4.7 zusammengefasst.

Tabelle 4.7: Eigenschaften der Eigenfrequenzen des Rotors

Probenlänge	kurz			lang		
Außenradius Sollbruchstelle in mm	12,5	8	5	12,5	8	5
$\omega_{1,rw}(\Omega_{\max})$ in Hz	8,0	3,8	0,8	6,1	2,8	0,6
$\Delta\Omega_{\min}$ in Hz	41,4	88,0	134,1	66,3	115,5	155,0

Die Probenlänge hat auf die Eigenfrequenzen bei $\Omega = 0$ nur einen geringen Einfluss. Durch die höhere Probenmasse sinken diese etwas ab (siehe $\omega_{1,rw}(\Omega_{max})$ in Tabelle 4.7). Da die längere Probe ein geringeres Trägheitsverhältnis aufweist, steigen die Gleichlaufeigenfrequenzen weniger stark mit Ω an. $\omega_{4,vw}$ nähert sich so insbesondere mit der dünnen Sollbruchstelle stärker der Drehfrequenz und verläuft über einen großen Bereich nahezu parallel zu dieser. Der mittlere Abstand zwischen Ω und $\omega_{4,vw}$ ist bei den betrachteten Probenlängen mit über 80 Hz aber unkritisch.¹⁵ Bei $\omega_{3,vw}$ hat das geringere Trägheitsverhältnis wiederum den positiven Effekt, dass $\Omega_{krit,3}$ niederfrequenter ist und somit $\Delta\Omega_{min}$ vergrößert wird. Mit einem Sollbruchstellenaußenradius von 8 mm sind $\omega_{1,rw}(\Omega_{max})$ und $\Delta\Omega_{min}$ für beide Probenlängen unkritisch, sodass beide Probenlängen am

¹⁵ Sollten gegebenenfalls noch längere Proben verwendet werden, kann der einhergehende geringe Abstand zwischen Ω und $\omega_{4,vw}$ zu einer über den ganzen Betriebsbereich reichenden Anregung von $\omega_{4,vw}$ führen.

Dauerlaufprüfstand einsetzbar sind. Bei Proben mit einem niedrigeren Trägheitsverhältnis muss die Sollbruchstelle entsprechend angepasst werden.

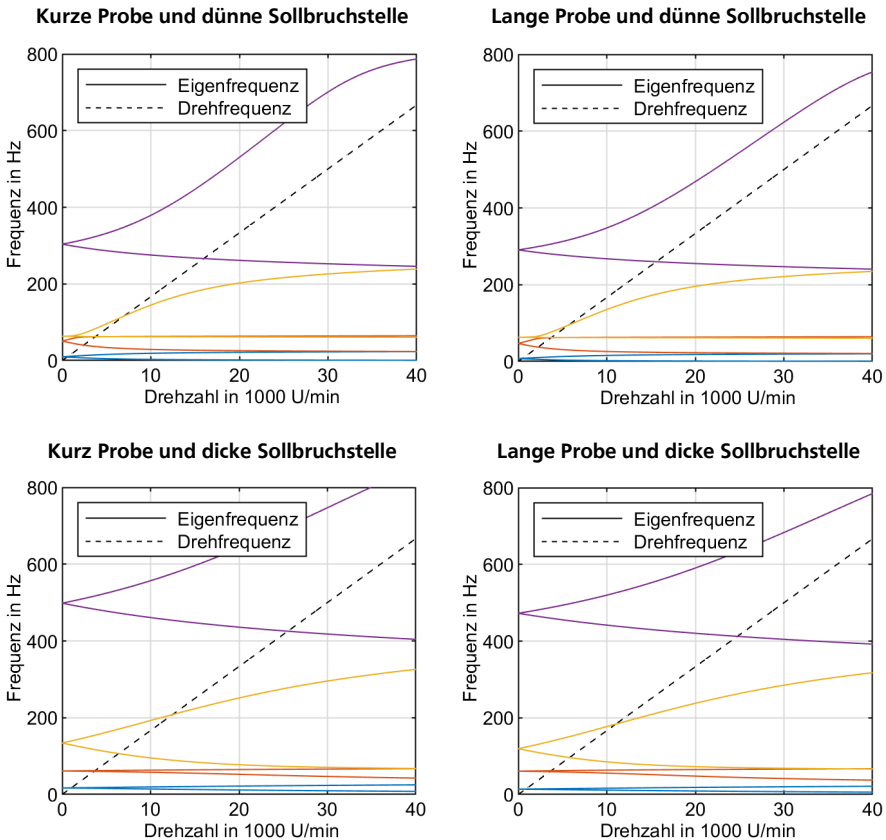


Abbildung 4.30: Eigenfrequenzen des Rotors bei Variation der Probenlänge und Anbindungen bei konstanter Magnetlagersteifigkeit

4.7 Auslegung der Einhausung

Da an dem Dauerlaufprüfstand zerstörende Untersuchungen an Proben mit signifikanter kinetischer Energie durchgeführt werden, muss sichergestellt werden, dass es durch diese nicht zu Schäden an der Umgebung kommt. Ein wichtiger Bestandteil hiervon ist es, das Austreten von Bruchstücken der Probe oder Segmenten aus dem Gehäuse zu verhindern, indem eine ausreichend dicke

Einhausung vorgesehen wird. Als Einhausung wird ein dickwandiges, nahtloses Stahlrohr verwendet, dessen Wandstärke d_{cn} festzulegen ist. Die Auslegung erfolgt für die lange Probenausführung aus dem vorherigen Abschnitt, die den größeren Energieinhalt der beiden Varianten aufweist (vgl. Abschnitt 4.6.3), bei einer Drehzahl von 40.000 U/min. Es können zwei generelle Versagensfälle auftreten. Zum einen kann es durch ein Versagen der KFKV-Bandage zum Bersten der Probe kommen, wodurch viele kleinere Bruchstücke entstehen, und zum anderen kann es durch unzulässig große Probenauslenkungen zu einem Versagen der Sollbruchstelle kommen, sodass die Probe als Ganzes abreißt und gegen die Einhausung schlägt. Im Folgenden wird zunächst das Bersten der Probe untersucht. Das Abreißen der Probe wird am Ende des Abschnitts betrachtet.

Das Versagen der Probe wird voraussichtlich am unteren Rand der KFKV-Bandage durch die Querdrukbelastung in Form eines Risses mit ca. 53° zur Lastrichtung starten (vgl. Abschnitt 2.1.2 und Abschnitt 4.3). Durch die folgende Spannungsumlagerung kommt es zu einer Erhöhung der Spannungen in Faserrichtung. Da die Fasern im ursprünglichen Zustand nicht stark ausgelastet sind, ist es möglich, dass die Fasern dieser erhöhten Spannung standhalten. Der Riss kann dann zu einer starken Erhöhung der Unwucht führen. Im besten Fall wird diese durch die folgenden großen Rotorauslenkungen von der Prüfstandsteuerung erkannt und der Rotor abgebremst. Die Unwucht kann jedoch auch so groß werden, dass die Probe an der Sollbruchstelle abreißt, was am Ende des Abschnitts betrachtet wird. Ist die Spannungsumlagerung auf die Faserrichtung durch den initialen Riss so groß, dass die Fasern reißen, wird es zu einem Bersten des KFKV kommt. Die KFKV-Bandage zerbricht dabei in kurzer Zeit in viele kleinere Bruchstücke [49, 157]. Die Bruchstücke und die Segmente bewegen sich in tangentialer Richtung von ihrer ursprünglichen Kreisbahn weg und schlagen gegen die Einhausung. Dieser Ablauf ist idealisiert in Abbildung 4.31 dargestellt.

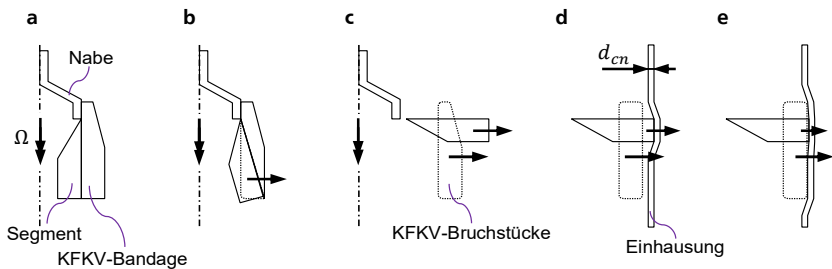


Abbildung 4.31: Querschnittsansicht des angenommenen Berstvorgangs einer Probe; **a** Ausgangszustand; **b** Versagen am unteren Rand des KFKV; **c** Lösen der Segmente und einer Bruchstückwolke; **d** Einschlag eines Segments in die Einhausung; die Fläche mit der das Segment auftrifft kann dabei variieren; **e** Einschlag der Bruchstücke in der Einhausung

Die Einhausung muss so ausgelegt sein, dass die Segmente und die Bruchstücke des KFKV diese

nicht durchdringen können. Die Reihenfolge in der diese auftreten, ist für die folgenden Betrachtungen nicht entscheidend. Die Segmente können allgemein mit einer beliebigen Fläche auftreten. Hiervon werden im Folgenden mehrere Fälle betrachtet. Interaktionen und damit ein Energieaustausch zwischen den Segmenten und den KFKV-Bruchstücken nach dem Bersten der Probe werden vernachlässigt.

Zunächst wird der Einschlag eines einzelnen Segments in die Einhausung betrachtet. Ein ähnlicher Fall, das Bersten einer Kreisscheibe und der Einschlag der Kreissegmente in eine Einhausung, wird in [48] untersucht. Anhand von Energiebetrachtungen werden hierbei Auslegungskriterien hergeleitet und experimentell belegt. Mit diesen Kriterien wird im Folgenden die minimale Wandstärke der Einhausung des Dauerlaufprüfstandes berechnet, um ein Segment aufzuhalten. In [48] werden für den Segmenteinschlag zwei getrennt mögliche Versagensfälle der Einhausung beschrieben. Zum einen können die lokalen Druck- und Scherspannungen in der Kontaktzone zu einem Durchschlagen des Segments führen. Ist dies nicht der Fall, können die im weiteren Einschlagsverlauf entstehenden tangentialen Zugspannungen zu einem globalen Reißen der Einhausung führen. Beide Versagensarten sind zu verhindern. Allgemein muss die Einhausung die kinetische Energie der Segmente durch elastische und plastische Verformungen aufnehmen können. Da von lokalen Verformungen ausgegangen wird und die Segmente vorrausichtlich an unterschiedlichen Stellen auftreten, wird zunächst ein einzelnes Segment betrachtet. Die kinetische Energie eines Segments setzt sich aus einem translatorischen und einem rotatorischen Anteil zusammen. Der rotatorische Anteil wird primär über Reibung in der Kontaktfläche abgebaut und wird hier vernachlässigt. Für den ersten Versagensfall wird der erste Kontakt zwischen Segment und Einhausung als unelastischer Impulsaustausch angesehen. Hierbei wird ein lokaler Bereich der Einhausung mit der Masse m_{eff} beschleunigt. Das Segment mit der Masse m_{sg} und Geschwindigkeit \dot{x}_{sg} verliert dadurch die Energie [48]

$$\Delta W_{kin,sg,1} = \frac{m_{sg} \dot{x}_{sg}^2}{2} \left(1 - \frac{m_{sg}}{m_{sg} + m_{eff}} \right). \quad (4.116)$$

Zur Bestimmung von m_{eff} wird angenommen, dass das Material der Einhausung in der Kontaktfläche zum Segment A_{sg} über der gesamten Wandstärke d_{cn} translatorisch beschleunigt wird. Zusätzlich wird angenommen, dass ein Bereich der Breite $3d_{cn}$ um den Rand der Kontaktfläche ∂A_{sg} rotatorisch und translatorisch mit beschleunigt wird (vgl. Abbildung 4.31d), wobei der Abstand von ∂A_{sg} zum Rand der Einhausung größer als $3d_{cn}$ sein muss. m_{eff} ist dann

$$m_{eff} = (A_{sg} + 1,02 \partial A_{sg} d_{cn}) d_{cn} \rho_{cn}, \quad (4.117)$$

wobei ρ_{cn} die Dichte der Einhausung ist [48]. In der Kontaktfläche A_{sg} wird das Material der

Einhausung auf Druck belastet, während es am Rand der Kontaktfläche ∂A_{sg} gesichert wird. Die Energie $\Delta W_{kin,sg,1}$ muss von der Einhausung durch diese lokalen Schub- und Druckverformungen aufgenommen werden. Damit es nicht zum Versagen kommt, muss also

$$W_{schub} + W_{druck} > \Delta W_{kin,sg,1} \quad (4.118)$$

gelten, wobei W_{schub} die maximal zulässige Schubverformungsenergie und W_{druck} die maximal zulässige Druckverformungsenergie sind [48]. W_{druck} ergibt sich aus der maximalen zulässigen dynamischen Normalspannung σ_d , der dynamischen Bruchstauchung ε_{druck} und dem verformten Volumen zu

$$W_{druck} = \varepsilon_{druck} \sigma_d A_{sg} d_{cn} . \quad (4.119)$$

Entsprechend ergibt sich W_{schub} aus der maximalen zulässigen dynamischen Schubspannung τ_d zu

$$W_{schub} = k_{W\tau} \tau_d \partial A_{sg} d_{cn}^2 , \quad (4.120)$$

wobei $k_{W\tau}$ eine experimentell zu bestimmende Konstante ist. Für diese ist in [48] der materialspezifische Zusammenhang

$$k_{W\tau} = 0.27 \frac{\sigma_d}{\tau_d} \quad (4.121)$$

angegeben, wobei die Untersuchungen an dem Stahl ASTM A283 durchgeführt wurden. Ist die Forderung (4.118) nicht erfüllt, ist die Einhausung zu dünn und wird vom Segment durchschlagen. Ist sie hingegen erfüllt, muss als zweiter Schritt überprüft werden, ob die maximale plastische Zugverformungsenergie $W_{zug,1}$ der Einhausung ausreicht, um die übrige Energie des Segments $\Delta W_{kin,sg,2}$ aufzunehmen, somit ob [48]

$$W_{zug,1} > \Delta W_{kin,sg,2} \quad (4.122)$$

mit $\Delta W_{kin,sg,2} = \frac{\dot{x}_{sg}^2 m_{sg}^2}{2(m_{sg} + m_{eff})} .$

Aus σ_d und der der dynamischen Bruchdehnung ε_{zug} ergibt sich $W_{zug,1}$ nach

$$W_{zug,1} = V_{zug,1} \varepsilon_{zug} \sigma_d \quad (4.123)$$

$$\text{mit } V_{zug,1} = A_{sg} d_{cn} + 3 \partial A_{sg} d_{cn}^2.$$

Das verformte Volumen $V_{zug,1}$ wird hierbei gleich dem für m_{eff} betrachteten Volumen angenommen. Bei sehr hohen Lastraten, wie bei einer Kollision zweier sehr schneller Objekte, nimmt die Zugfestigkeit vieler Materialien im Vergleich zu einer quasi-statischen Belastung zu (vgl. [158]). Die dynamische Zugfestigkeit σ_d übersteigt somit die statische Zugfestigkeit. Die dynamischen Bruchdehnungen ε_{zug} und ε_{druck} liegen nach [48] jedoch deutlich unter der statischen Bruchdehnung¹⁶. Während der in [48] untersuchte Stahl ASTM A283 eine statische Bruchdehnung von 22 % aufweisen sollte, ist ε_{druck} in den Experimenten bei 7 %. ε_{zug} hängt bei den Experimenten von der Höhe der Einhausung ab und ist bei langen Rohren etwa 3,5 %. [48]

Die Einhausung des Dauerlaufprüfstands wird aus S355JR gefertigt. Mit einer minimalen statischen Zugfestigkeit von 470 MPa [160], liegt σ_d für S355JR bei etwa 635 MPa [48]. Die statische Bruchdehnung von S355JR ist mit 20 bis 22 % mit der von ASTM A283 vergleichbar, weshalb die dynamischen Bruchdehnungen $\varepsilon_{zug} = 0,07$ und $\varepsilon_{druck} = 0,035$ sowie $k_{w\tau}$ nach (4.121) aus [48] übernommen wird. Des Weiteren wird zunächst angenommen, dass die Segmente mit ihrer Unterseite in der Einhausung einschlagen, sodass die Kontaktfläche sich zu

$$A_{sg} = \frac{\pi}{8} (r_{sg,2}^2 - r_{sg,1}^2) \quad (4.124)$$

mit einem Rand von

$$\partial A_{sg} = \frac{\pi}{4} (r_{sg,2} + r_{sg,1}) + 2(r_{sg,2} - r_{sg,1}) \quad (4.125)$$

ergibt. Die Kontaktfläche ist in Abbildung 4.32 dargestellt (vgl. Abbildung 4.2). Hier sind zudem die Schub- und Zugverformungszonen um A_{sg} eingezeichnet.

¹⁶ Im Gegensatz dazu tritt in den in [159] zusammengefassten dynamischen Zugversuchen bei einer Erhöhung der Last- bzw. Dehnrate, neben einer Zunahme der Zugfestigkeit, in den meisten Fällen auch eine Zunahme der Bruchdehnung auf. Es ist anzunehmen, dass in [48] durch die niedrigen Werte Ungenauigkeiten in der Modellierung kompensiert werden. Da die niedrigen Werte zudem konservativer sind, werden diese für die folgende Auslegung beibehalten.

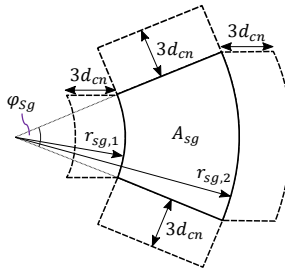


Abbildung 4.32: Kontaktfläche und Verformungsbereich eines Segments beim Einschlag mit der Unterseite in die Einhausung

Der Energievergleich unter Variation der Wandstärke der Einhausung für den ersten Versagensfall nach (4.118) ist in Abbildung 4.33a dargestellt. Da mit d_{cn} der ausgetauschte Impuls ansteigt, steigt auch die an die Einhausung übertragene Energie des Segments $\Delta W_{kin,sg,1}$. Die zulässige Verformungsenergie $W_{schub} + W_{druck}$ steigt jedoch deutlich stärker an, sodass sie ab $d_{cn} = 15$ mm ausreicht, um den Energieanteil des Segments aufzunehmen. Die verbleibende Energie des Segments für den zweiten Versagensfall $\Delta W_{kin,sg,2}$ nimmt mit d_{cn} ab, wie in Abbildung 4.33b ersichtlich ist. Da die zulässige Verformungsenergie $W_{zug,1}$ jedoch deutlich geringer ist, muss hier $d_{cn} > 36,5$ mm sein, um ein Reißen der Einhausung zu verhindern.

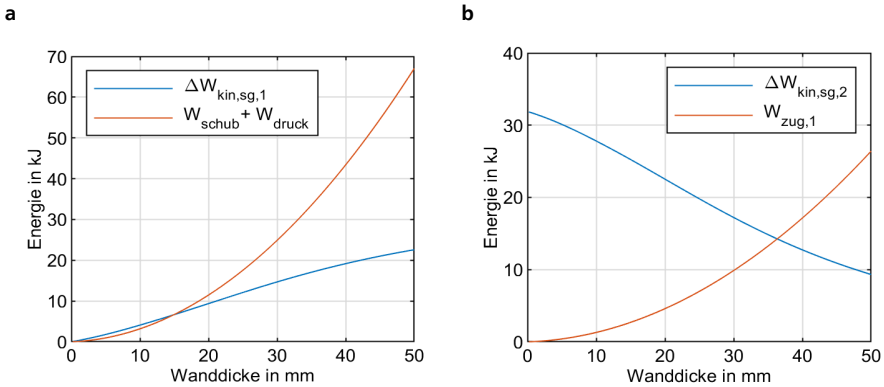


Abbildung 4.33: Energieaufnahme der Einhausung beim Einschlag eines Segments mit seiner Unterseite bei einer Versagsdrehzahl von 40.000 U/min; **a** erster Versagensfall beim unelastischen Impulsaustausch; **b** zweiter Versagensfall durch tangentielle Zugspannungen

Trifft das Segment nicht mit der in Abbildung 4.32 gezeigten kleinsten projizierten Fläche des Segments, sondern frontal mit der größten auf, steigt der Impulsaustausch. Die notwendige Wandstärke gegen den ersten Versagensfall steigt auf 17,5 mm, die gegen den zweiten Versagensfall sinkt aber

entsprechend auf 20 mm. Die kleinere Kontaktfläche stellt hier somit den kritischeren Fall dar.

Bisher wurde die Energie der KFKV-Bruchstücke vernachlässigt. Um diese in die Auslegung mit einzubeziehen, wird ein dritter Versagensfall eingeführt. Es wird angenommen, dass die KFKV-Bruchstücke so fein zerstäuben, dass sie als Kontinuum modelliert werden können und dass sich dieser Partikelstrom gleichmäßig in radialer Richtung bewegt [49]. Beim Eintreffen an der Einhausung erzeugt der Partikelstrom auf diese einen Innendruck, unter dem das Rohr nicht versagen darf. Um dies sicherzustellen, wird in Anlehnung an (4.122) gefordert, dass die Einhausung die kinetische Energie der KFKV-Bandage $W_{kin,FKV}$ und die Energie aller acht Segmente nach dem Impulsaustausch $\Delta W_{kin,sg,2}$ über Zugverformungen aufnehmen kann, also

$$W_{zug,2} > W_{kin,FKV} + 8 \Delta W_{kin,sg,2} \quad (4.126)$$

Die maximale Zugverformungsenergie $W_{zug,2}$ ist dabei

$$\begin{aligned} W_{zug,2} &= V_{zug,2} \varepsilon_{zug} \sigma_d \\ \text{mit } V_{zug,2} &= 2\pi(h_{Pr} + 6d_{cn})d_{cn}r_{cn} \end{aligned} \quad (4.127)$$

Im verformten Volumen $V_{zug,2}$ ist der gesamte Umfang der Einhausung in Höhe der Probe einschließlich eines Randes von $3d_{cn}$ an der oberen und unteren Seite inbegriffen. Die kinetische Energie der KFKV-Bandage ist

$$W_{kin,FKV} = \frac{1}{2} \Theta_{z,FKV} \Omega_{max}^2 \quad (4.128)$$

wobei $\Theta_{z,FKV}$ das polare Massenträgheitsmoment der KFKV-Bandage ist. Da (4.122) sich auf lokale Verformungen bezieht, bei (4.126) die Verformungen aber großflächig angenommen sind, müssen beide Forderungen überprüft werden. Der Vergleich der notwendigen Verformungsenergie $W_{kin,FKV} + 8 \Delta W_{kin,sg,2}$ und zulässigen Verformungsenergie $W_{zug,2}$ bei diesem Lastfall ist in Abbildung 4.34 gezeigt. Ab einer Wandstärke von 35 mm ist der Abstand vom Rand der Kontaktfläche der Bruchstückwolke bis zum Rand der Einhausung kleiner als das Dreifache der Wandstärke, sodass ab hier das verformte Volumen langsamer zunimmt. Die notwendige Wandstärke liegt mit 33 mm noch unterhalb dieses Punktes. Für $\Delta W_{kin,sg,2}$ ist ein Auftreffen mit der Segmentunterseite angenommen, bei einem Auftreffen mit der Front muss $d_{cn} > 27$ mm gelten. Nach dem zweiten Versagensfall wird hier die Wandstärke zu 40 mm gewählt.

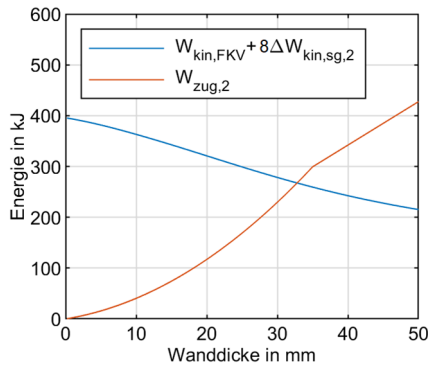


Abbildung 4.34: Wandstärke der Einhausung unter Berücksichtigung der KFKV-Bruchstücke bei einer Versagensdrehzahl von 40.000 U/min

Der Drehimpuls des Partikelstroms führt, wie auch der der Segmente, zu einem Drehmoment auf die Einhausung, das bisher in der Auslegung vernachlässigt wurde. Um dieses abzufangen, wird, wie in Abbildung 4.35 dargestellt, in die Einhausung ein zusätzliches Rohr mit einer Wandstärke von 25 mm eingebracht, das frei drehbar ist (vgl. [46, 47, 49, 161]). Der Drehimpuls der Probenreste führt zu einer Drehbeschleunigung dieses Einstellrohrs. Mit der zusätzlichen Trägheit erstreckt sich der Impulsaustausch über einen größeren Zeitraum, was in einem geringeren Drehmoment auf die Einhausung resultiert [49]. Dies gilt äquivalent auch für den translatorischen Impuls der Probenreste, sodass hierdurch auch hier der Sicherheitsfaktor erhöht wird. Der zunächst horizontale Partikelstrom wird am Einstellrohr teilweise nach oben und unten abgelenkt. Damit er nicht direkt auf die Dichtspalte zwischen dem Einhausungsdeckel und -außenrohr stößt, wird auf der Oberseite des Einstellrohrs ein Kragen angebracht. Dieser soll den Partikelstrom wieder nach unten ablenken. Da so der Partikelstrom auf sich selber trifft, kann mehr Energie über innere Reibung abgebaut werden.

Zuvor wurde angenommen, dass für den Durchschlag eines Segmentes durch die Einhausung dessen projizierte Auftrefffläche entscheidend ist. Unter dieser Annahme macht es keinen Unterschied, ob ein Segment mit seiner flachen Unterseite oder seiner schrägen Oberseite auftrifft. Wird abweichend hierzu angenommen, dass nur die reine Auftrefffläche maßgeblich ist¹⁷, ist die Einhausung alleine nicht ausreichend, um ein Segment zu stoppen, das mit seiner schmalen Oberseite auftrifft. Hier muss jedoch berücksichtigt werden, dass das Einstellrohr bereits einen Teil der Energie des

¹⁷ Hierbei wird somit die Verformung der Einhausung vernachlässigt, die notwendig ist, dass der gesamte Querschnitt des Segments diese durchdringen kann. Wie zuvor werden des Weiteren Verformungen des Segments vernachlässigt.

Segments aufnimmt. Dieser Anteil kann wie zuvor beschrieben berechnet werden. Aus der Restenergie des Segments ergibt sich wiederum seine Austrittsgeschwindigkeit (siehe [48]), mit der die Berechnung für die Einfassung wiederholt wird. Hieraus ergibt sich, dass zum Aufnehmen der Restenergie die Einhausung eine Wandstärke von 30 mm besitzen muss. Somit ist auch nach dieser Betrachtung die Kombination von Einstellrohr und Einhausung ausreichend das Segment zu aufzuhalten.

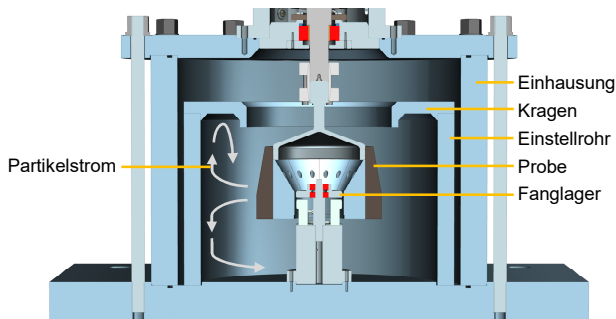


Abbildung 4.35: Einhausung und Einstellrohr mit Ablenkkrägen; mittig ist eine kurze Probenausführung dargestellt; links ist der idealisierte Verlauf des Partikelstroms nach dem Bersten dargestellt

Abschließend soll der Fall betrachtet werden, dass die Probe als Ganzes an der Sollbruchstelle abreißt und gegen die Einhausung schlägt. Das in Abbildung 4.35 dargestellte Fanglager innerhalb der Probe dient dem Schutz der Sensoren vor einem leichten Kontakt mit der Probe. Bei einem starken Kontakt werden das Fanglager und die Sensoren abreißen. Dieses Fanglager wird hier daher vernachlässigt. Für die Stärke des Einschlags der Probe in der Einhausung ist, wie bei den Segmenten, die translatorische kinetische Energie der Probe ausschlaggebend. Energie kann von der Rotation in die Translation übergehen, solange die Probe an der Welle befestigt ist¹⁸. Je größer der Abstand des Probenschwerpunkts von der Rotationachse ist, desto größer ist ihre translatorische Energie. Die größte relative Probenauslenkung tritt auf, wenn in der Sollbruchstelle durch eine Verbiegung gerade die Streckgrenze des Aluminiums erreicht wird. Bei größeren Auslenkungen reißt die Probe ab und es wird keine weitere rotatorische in translatorische Energie umgewandelt. Die maximale Probenauslenkung wird hier anhand des in Abschnitt 4.6.2 beschriebenen FE-Volumenmodells des Rotors bestimmt. Bei einem Sollbruchstellenaußenradius von 8 mm erreicht die Vergleichsspannung nach GEH in der Sollbruchstelle die Zugfestigkeit von Al 7075 von 540 MPa (vgl. [139]) bei einer Probenschwerpunktauslenkung von 5,4 mm. Zu dieser Verformung ist die Auslegung des Probenschwerpunkts von 0,27 mm beim Schrägstellen der Welle in den Fanglagern der Spindel hinzuzurechnen. Die maximale Gesamtauslenkung des Probenschwerpunkts ist

¹⁸ Oder wenn die Probe Kontakt mit der Einhausung bzw. dem Einstellrohr hat (siehe ¹⁹)

sonit 5,67 mm. Bei einer Drehzahl von 40.000 U/min beträgt bei dieser Auslenkung die translatorische Energie der Probe 3,1 kJ. Der größte Anteil der kinetischen Energie der Probe von 387 kJ steckt somit weiterhin in der Rotation der Probe und wird folglich über Reibung an der Einhausung abgebaut.¹⁹ Die translatorische Energie der abgerissenen Probe ist somit deutlich geringer als die eines der Segmente der geborstenen Probe (vgl. Abbildung 4.33). Da zudem die Kontaktfläche der Probe größer als die eines der Segmente ist, ist der Einschlag der Probe unkritischer als der eines Segments und damit mit den vorherigen Berechnungen abgedeckt.

Den Berechnungen aus [48] liegen einige Vereinfachungen zugrunde, die eine Übertragung auf andere Geometrien, wie die hier betrachteten Segmente, fragwürdig erscheinen lassen (vgl. [162]). Im Verlauf dieser Arbeit wurden keine Berstversuche durchgeführt, daher ist eine Aussage über die Übertragbarkeit von [48] sowie die Zulässigkeit der weiteren in diesem Abschnitt getroffenen Annahmen nicht möglich. Als finale Sicherheitsmaßnahme wird der Prüfstand daher in einem Schutzraum betrieben, der während den Versuchen nicht betreten werden darf.

4.8 Finales Prüfstanddesign

Der Aufbau des Prüfstandes ist in Abbildung 4.36 dargestellt. Die Spindel mit der PSM und den Magnetlagern befindet sich auf der Einhausung, die die Probe umgibt. Die Probe wird mittels einer starren Welle-Welle-Kupplung an der Welle befestigt. Das polare Massenträgheitsmoment der Welle beträgt $4,65 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$. Zusammen mit den polaren Massenträgheitsmomenten der langen Probe (vgl. Abschnitt 4.3) und der Kupplung ist das polare Massenträgheitsmoment des Rotors $49,37 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$. Bei Vernachlässigung von Verlusten ist mit dem maximalen Motormoment von 9,3 Nm (vgl. Abschnitt 4.2.2) eine Beschleunigung des Rotors von 15.000 U/min auf 30.000 U/min innerhalb von 8,3 s möglich. Es ergibt sich somit eine minimale Zykluszeit von 16,7 s. Die Welle hat des Weiteren eine Masse von 8,6 kg. Das Axiallager ist auf eine Gesamtmasse von 30 kg ausgelegt, sodass Proben mit einer Masse von bis zu 21,4 kg getestet werden können. Die lange Probenausführung hat eine Masse von 10,8 kg. Entsprechend können auch schwerere Proben getestet werden. Innerhalb der Probe befinden sich neben dem Fanglager Positionssensoren zur Überwachung ihrer Position und Aufweitung. Hierfür werden induktive Positionssensoren vom Typ *BAW003E* der *Balluff GmbH* verwendet. Diese besitzen einen Messbereich von 1 bis 5 mm und eine Eckfrequenz von 1 kHz [163]. Die Probentemperatur wird auf ihrer Außenseite kontaktlos mit dem Infrarotsensor *CTLT15CB3* der *Optris GmbH* gemessen. Dieser besitzt einen Messbereich von -50 °C bis 600 °C [164].

¹⁹ Durch die Reibung wird eine Wirbelbewegung der Probe ausgelöst, bei der diese auf der Innenseite der Einhausung bzw. des Einstellrohrs umläuft. Hierbei können hohe radiale Kräfte auftreten, die bei der Aufstellung des Prüfstands berücksichtigt werden müssen.

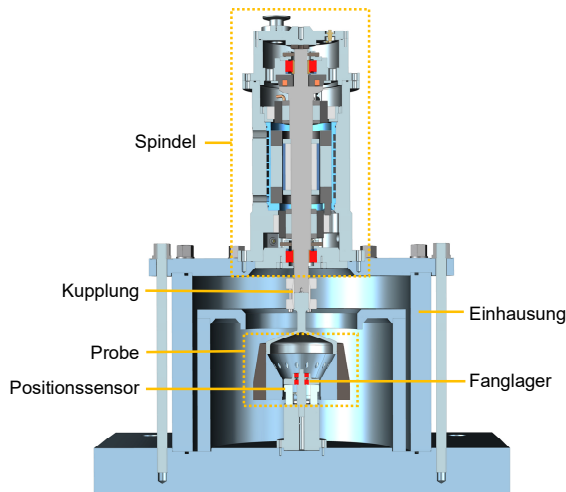


Abbildung 4.36: Querschnittsansicht des Dauerlaufprüfstandes

Eine Detailansicht der Spindel ist in Abbildung 4.37 dargestellt. Am oberen Ende der Welle wird mittels eines induktiven Abstandssensors vom Typ BAW0033 der Balluff GmbH die axiale Position der Welle für die Regelung des Axiallagers erfasst. Der Sensor besitzt einen Messbereich von 0,5 mm bis 2 mm und eine Grenzfrequenz von 1 kHz [165]. Zur Erfassung der radialen Position der Welle werden Wirbelstromsensoren vom Typ T2 der eddylab GmbH eingesetzt. Diese besitzen einen Messbereich von 0 bis 2 mm und eine einstellbare Eckfrequenz von maximal 35 kHz [166]. Die Temperatur der Welle wird unterhalb der Zugscheibe und auf Höhe der unteren radialen Positionssensoren mittels Infrarotsensoren vom Typ CT3MLSF der Optris GmbH gemessen. Im Gegensatz zum Typ CTLT15CB3 können diese die Temperatur von Metalloberflächen erfassen, ihr Messbereich liegt jedoch zwischen 50 °C und 400 °C [164]. Wellentemperaturen unter 50 °C können daher am Prüfstand nicht erfasst werden.

Unterhalb der radialen Positionssensoren sind die Fanglager angeordnet. Hier werden doppelreihige Schrägkugellager der CEROBear GmbH mit einer statischen Tragzahl von 20 kN eingesetzt²⁰. Da sie im Falle eines Rotorabsturzes starken rotatorischen Beschleunigungen ausgesetzt werden, bei denen es zur Zerstörung eines Käfigs kommen kann, sind sie käfiglos ausgeführt. Die

²⁰ Aus Absturzsimulationen des schnell drehenden Rotors in die Fanglager ergibt sich eine notwendige Tragzahl von ca. 10 kN. Die Berechnung der Lagerlasten erfolgt hier mit einem in [167, 168] aufgestellten Berechnungsprogramm, in dem neben dem elastischen Rotor und Stator insbesondere der nichtlineare Rotor-Fanglager-Kontakt abgebildet ist (vgl. [35, 51]). Der Rotor ist dabei mit dem in Abschnitt 4.6 und der Stator mit dem in Anhang A2 beschriebenen Modell abgebildet.

Innen- sowie Außenringe der Lager sind aus Stahl und die Kugeln aus Keramik gefertigt. Um Ausgasungen im Vakuum zu vermeiden, besitzen die Lager keine traditionelle Schmierung. Die Lager-
ringe sind mit einer dünnen Silberschicht beschichtet, die bei hohen Drehzahlen schmilzt und als Schmierung dient.

Etwa in der Mitte der Spindel befindet sich die PSM, deren Stator mit Wasser gekühlt wird. Oberhalb und unterhalb der PSM sind die radialen Magnetlager angeordnet. Im oberen radialen Magnetlager haben die Steuerspulen einer Achsenrichtung nach (4.22) eine Induktivität von 5,2 mH und nach (4.58) einen Ohm'schen Widerstand von 0,4 Ω . Beim unteren radialen Magnetlager ist die Induktivität 4,9 mH und der Ohm'sche Widerstand 0,42 Ω . Mit einer maximalen Spannung von 54 V und einem maximalen Strom von 6 A ergibt sich nach (4.36) $\omega_{sat} = 275$ Hz für das obere und $\omega_{sat} = 292$ Hz für das untere Lager. Bei allen in Abschnitt 4.6.3 betrachteten Fällen liegt die höchste biegekritische Drehfrequenz $\Omega_{krit,3}$ im Betriebsbereich unter 250 Hz. Die Dynamikanforderung (4.37) an die radialen Magnetlager ist somit für alle betrachteten Probenvarianten und beide Magnetlager erfüllt. Die bei der Auslegung an die Komponenten gestellten Anforderungen sind somit erfüllt.

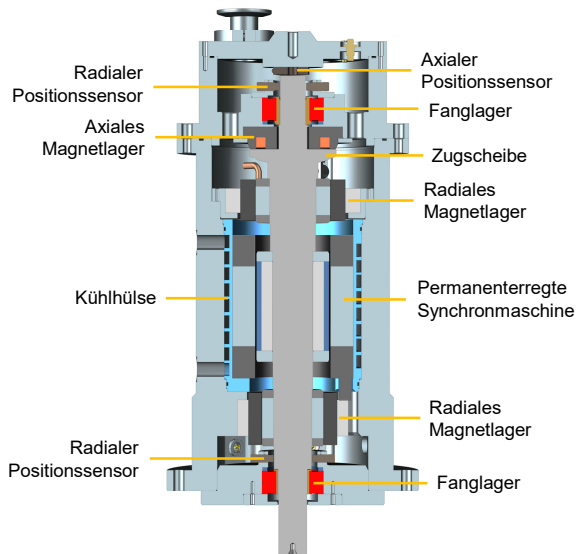


Abbildung 4.37: Detailansicht der Spindel

Bei ca. 300 Hz tritt beim Stator eine Eigenfrequenz auf, in der das Spindelgehäuse auf dem Deckel der Einhausung kippt (siehe Anhang A2). Diese Eigenfrequenz wird bei Rotordrehfrequenzen um 300 Hz angeregt und kann hier zu erheblichen Auslenkungen führen. Um diese zu reduzieren, sind

an der Spindel eine zusätzliche Masse und vier Stützen angebracht. Eine Außenansicht des Dauerlaufprüfstands mit dieser Stützkonstruktion ist in Abbildung 4.38 dargestellt. Durch diese Anpassung sind Auslenkungen durch diese Eigenfrequenz im Betrieb unproblematisch (siehe Abschnitt 6.2). Der Gesamtprüfstand steht auf vier Federelementen, die sich an den vier Ecken des Fundaments befinden. Durch diese liegen die Starrkörpereigenfrequenzen des Stators bei 3 Hz und 5 Hz (siehe Anhang A2) und werden somit im Betriebsbereich nicht drehzahlsynchron angeregt. Die Hochspannungsvakuumdurchführungen für die drei Motorphasen benötigen vergleichsweise viel Platz und sind daher in einer externen Anschlussbox untergebracht. Diese ist hermetisch mit der Spindel verbunden. An der Anschlussbox ist auch die Druckmesszelle zur Überwachung des Innendrucks im Prüfstand angebracht. Deckel, Einhausung und Fundament werden über M20-Gewindestangen miteinander verschraubt. Fotografien des Prüfstands sind in Abbildung 4.39 gezeigt.

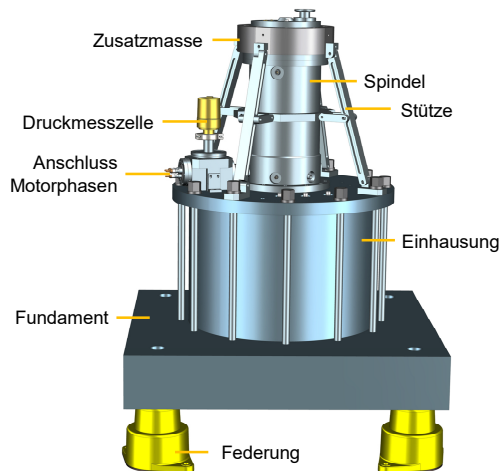


Abbildung 4.38: Außenansicht des Dauerlaufprüfstands

Neben den hier dargestellten Komponenten umfasst der Prüfstand eine Vorvakuum- und eine Hochvakuumpumpe, den Umrichter für die PSM, den Magnetlagerverstärker, Auswerteeinheiten für die verschiedenen Sensoren und die Prüfstandsteuerung. Neben der Vorgabe des Drehzahlverlaufs und der Datenaufzeichnung, überwacht letztere auch die Rotor- und Statortemperaturen, den Innendruck sowie den Zustand der Magnetlagerendstufe, des Umrichters und der Hochvakuumpumpe. Im Falle eines Fehlers leitet die Prüfstandsteuerung eine Notbremsung des Rotors über einen externen Bremswiderstand ein.

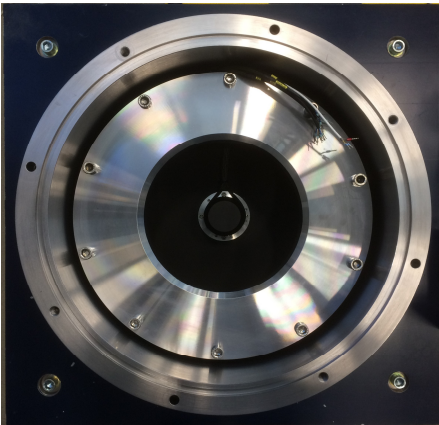
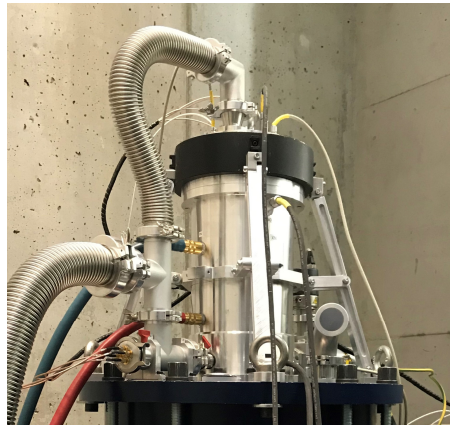
a**b****c****d**

Abbildung 4.39: Fotografien des Dauerlaufprüfstandes; **a** Am Dauerlaufprüfstand befestigte Probe; **b** Spindelgehäuse mit Stützen; **c** Innenansicht der Einhausung mit Einstellrohr; **d** Spindelgehäuse mit Anschlussleitungen

5 Rotorseitige Verluste

Durch den Betrieb des Rotors im Vakuum und die berührungslose Lagerung, kann Wärme vom Rotor ausschließlich über Strahlung abgegeben werden. Daher führen bereits geringe rotorseitige Verluste zu einer deutlichen Erwärmung des Rotors. Im Betrieb des Prüfstandes ist sicherzustellen, dass die Temperatur der Permanentmagnete des PSM auf der Welle im Betrieb 120 °C nicht überschreiten, da es sonst zu ihrer irreversiblen Entmagnetisierung kommen kann. Des Weiteren darf die Temperatur der Probe 80 °C nicht überschreiten, da sich sonst ihr Schädigungsverhalten zu stark ändert (vgl. Tabelle 4.1). Die Analyse des thermischen Verhaltens des Rotors ist daher von hoher Bedeutung für den Prüfstand und wird in diesem Kapitel betrachtet.

Bei einem Testbetrieb des Prüfstands, in dem die Welle ohne Probe zyklisch von 15.000 U/min auf 30.000 U/min beschleunigt wird, erreicht der Rotor bereits nach 1,6 h eine Temperatur von 97 °C, ohne dass sich ein stationärer Zustand abzeichnet. Um sicherzustellen, dass die Temperaturgrenzen im Dauerbetrieb nicht überschritten werden, ist eine Reduktion der Rotorerwärmung notwendig. Zur Reduktion der stationären Rotortemperatur, muss entweder die Wärmeabfuhr erhöht werden oder der Verlustleistungseintrag reduziert werden. Eine Vergrößerung der abgegebenen Wärmestrahlung ist bei einer gegebenen Temperatur lediglich durch die Erhöhung des Emissionskoeffizienten möglich, der maximal Eins annehmen kann. Aus diesem Grund, wurde die Oberfläche der Welle, wo möglich, lackiert (siehe Anhang B4). An den entsprechenden Stellen wird von einem Emissionskoeffizienten nahe Eins ausgegangen [169]. Das gleiche gilt für die Probe aus KFKV [164]. Die abgegebene Wärmestrahlung bei einer gegebenen Temperatur kann folglich nicht maßgeblich weiter erhöht werden.

Der Fokus liegt im Folgenden daher auf der Reduktion der mittleren Verlustleistung auf dem Rotor. Da einige der dominanten Verlustmechanismen überproportional mit der Drehzahl steigen, kann die mittlere Verlustleistung reduziert werden, indem der Testzyklus angepasst wird. In dem Testzyklus wird, wie zuvor festgelegt, der Rotor zyklisch von 15.000 U/min auf 30.000 U/min beschleunigt. Zur Reduktion der mittleren Verlustleistung kann die Drehzahl bei 15.000 U/min für eine gewisse Dauer konstant gehalten werden.²¹ Jedoch bringt dies, neben einer potentiellen Schädigung der Probe durch Kriechen, eine Verlängerung der Gesamtprüfdauer mit sich. Vorrangig besteht somit das Ziel der Minimierung der rotorseitigen Verluste.

Verluste auf dem Rotor resultieren aus der Ummagnetisierung des Rotors durch die PSM und die Magnetlager sowie durch Luftreibung. Die Ummagnetisierung durch die PSM und die Magnetlager

²¹ Ein Abbremsen auf 0 U/min ist nicht zulässig, da dies zu einem abweichenden Spannungsverhältnis der zyklischen Belastung führt.

resultiert wiederum aus der Drehung des Rotors, aus Stellaktivitäten und dem Schalten des Verstärkers bzw. Umrichters. Bei der PSM dreht sich das Statorfeld synchron zum Rotor, daher treten auf dem Rotor nur geringe rotationsbedingte Ummagnetisierungen an den Nutübergängen auf. Daneben treten Ummagnetisierungen durch das Schalten des Umrichters der PSM auf. Dieser schaltet mit einer für Motorumrichter vergleichsweise hohen Frequenz von 16 kHz. So ist es möglich, die Stromoberwelligkeit und die damit einhergehenden Verluste gering zu halten. Des Weiteren werden Stromoberwellen durch zwei Drosseln mit jeweils einer Induktivität von 200 μH , die in Reihe mit der PSM geschaltet sind, geglättet. Eine weitere Verlustreduktion ist hier gegebenenfalls möglich, wenn diese durch einen Filter ersetzt werden. Über den genauen Aufbau der PSM und ihrer Ansteuerung über den Umrichter liegen als Zukaufteile keine detaillierten Informationen vor. Eine Identifikation des Antriebs ist im Rahmen dieser Arbeit nicht möglich, weshalb dieser im Folgenden nicht weiter betrachtet wird.

Die Berechnung der rotorseitigen Verluste der Magnetlager und der Luftreibungsverluste werden im folgenden Abschnitt beschrieben. Die Verluste durch die Stellaktivitäten der Lager werden hierbei nicht betrachtet. Durch die Berechnung zeigt sich, dass von den betrachteten Verlustmechanismen, die rotorseitigen rotationsbedingten Verluste der radialen Magnetlager, die im Folgenden als Rotationsverluste bezeichnet werden, den größten Einfluss haben. Diese werden daher in Abschnitt 5.2 mittels Auslaufversuchen abgeglichen. Hieraus wird in Abschnitt 5.3 eine Abschätzung getroffen, welchen Anteil die Rotationsverluste der radialen Magnetlager mindestens an den Verlusten in den Auslaufversuchen haben. Dies ist von Interesse, da die Rotationsverluste der radialen Magnetlager stark durch ihren Vormagnetisierungsstrom beeinflusst werden. Dieser kann in einem gewissen Rahmen ohne eine Änderung des Prüfstandsaufbaus angepasst werden und stellt daher eine kostengünstige Möglichkeit der Verlustreduktion dar.

5.1 Berechnung der rotorseitigen Verluste

Die Berechnung der rotorseitigen Schalt- und Rotationsverluste der radialen Magnetlager sowie der Schaltverluste des axialen Magnetlagers erfolgen mittels FEA. Diese werden in den Abschnitten 5.1.1 und 5.1.2 beschrieben. Da das axiale Magnetlager rotationssymmetrisch ist, sind hier keine Rotationsverluste zu erwarten. Für die Berechnung der Luftreibungsverluste wird auf ein analytisches Modell zurückgegriffen, das in Abschnitt 5.1.3 beschrieben wird.

5.1.1 Radiale Magnetlager

Zur Berechnung der rotorseitigen Verluste an den radialen Magnetlagern wird eine transiente 2D-FEA verwendet. Das Modell wird in *ANSYS Maxwell* implementiert und ausgewertet, wobei in der Berechnung der Flussdichte die nichtlineare Materialkennlinie $\mu_r(H)$ berücksichtigt wird. Die Verluste werden mit (3.30) aus der Flussdichtenänderung berechnet. Die Verlustkoeffizienten $k_{V,h}$,

$k_{V,w}$ und $k_{V,aw}$ ergeben sich aus einem Fit von (3.30) auf Verlustdaten des Blechherstellers. Bei den hier verwendeten NO20-Blechen zeigt der Fit die geringste quadratische Abweichung von der Messung mit $k_{V,aw} = 0$. Anormale Wirbelstromverluste werden daher im Folgenden vernachlässigt. $k_{V,h}$ und $k_{V,w}$ sind in Anhang B2 aufgeführt.

Betrachtet werden Rotationsverluste, also Eisenverluste die durch die Vormagnetisierung bei der Drehung im Rotors entstehen, und Rotor-Schaltverluste, also Eisenverluste die durch das Schalten der Magnetlagerendstufe in den Rotorblechen induziert werden (vgl. Abschnitt 3.3). Diese werden im Folgenden getrennt berechnet.

Rotationsverluste

Im Modell wird eine Ebene senkrecht zur Rotationsachse des jeweiligen Radiallagers abgebildet. Ein Viertel des Modells des unteren Radiallagers ist in Abbildung 5.1a dargestellt. An der Rotoroberfläche und im Luftspalt ist das Modell am Umfang tangential in 400 gleichgroße Elemente unterteilt. Die zeitliche Schrittweite ist bei der Berechnung so festgelegt, dass der Rotor in einem Zeitschritt genau ein Element weiterspringt. Hierdurch werden starke Flussdichteschwankungen durch die Interpolation zwischen den Elementen vermieden. In der Simulation wird ein konstanter Vormagnetisierungsstrom angenommen. Die Steuerströme betragen 0 A und der Rotor ist zentriert, die Luftspalte an allen Polen sind somit gleich. Die berechneten Rotationsverluste im unteren Magnetlager sowie ihre Aufteilung in Hysterese- und Wirbelstromverluste bei einem Vormagnetisierungsstrom von 6 A sind in Abbildung 5.1b dargestellt. Bis 15.000 U/min dominieren die Hystereseverluste, bei höheren Drehzahlen überwiegen die Wirbelstromverluste. Bei 30.000 U/min betragen die Rotationsverluste 30,5 W im unteren und 38,3 W im oberen Lager. Damit liegen sie in der gleichen Größenordnung wie die Ohm'schen Verluste durch die Vormagnetisierung mit $I_B = 6$ A, die 39,6 W betragen.

Die Rotationsverluste im oberen und unteren radialen Magnetlager sind in Abbildung 5.2 für verschiedene I_B dargestellt. Im oberen Lager, das auch die größere Maximalkraft aufweist, sind die Verluste etwas höher. Die Verluste hängen stark von der Vormagnetisierung ab. Während die mittlere Rotationsverlustleistung am unteren Radiallager mit $I_B = 4,3$ A im Betriebsbereich zwischen 15.000 und 30.000 U/min 10,4 W betragen, sind sie mit $I_B = 7,6$ A 31,7 W, was näherungsweise einem quadratischen Anstieg entspricht. Die berechneten mittleren Rotationsverluste beider Lager sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Die Vormagnetisierung sollte daher möglichst niedrig gewählt werden, wobei sichergestellt werden muss, dass die Kraft des Lagers ausreicht, um den Rotor zu stabilisieren. Dies wird im Rahmen der Auslegung der Magnetlagerregelung in Kapitel 6 näher betrachtet.

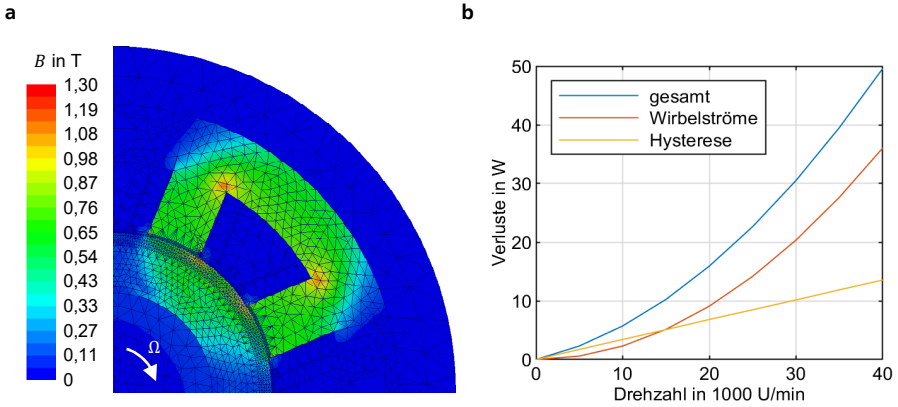


Abbildung 5.1: Rotationsverluste im unteren radialen Magnetlager bei einem Vormagnetisierungsstrom von 6 A; **a** Ein Viertel des verwendeten 2D-FE-Modells mit der berechneten Flussdichteverteilung; **b** berechnete Rotationsverluste und ihre Aufteilung in Wirbelstrom- und Hystereseverluste

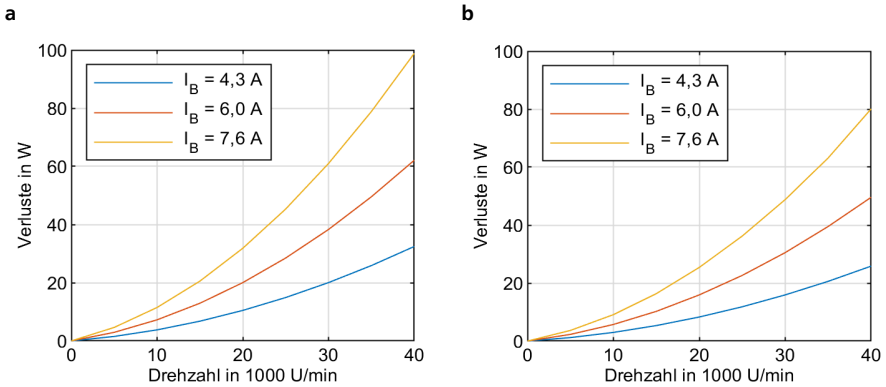


Abbildung 5.2: Berechnete Rotationsverluste bei Variation der Vormagnetisierung und Drehzahl; **a** oberes radiales Magnetlager; **b** unteres radiales Magnetlager

Tabelle 5.1: Mittels FEA berechnete mittlere Rotationsverluste im Betriebsbereich

I_B	Mittlere Rotationsverluste	
	Oberes Radiallager	Unteres Radiallager
4,3 A	13,1 W	10,4 W
6,0 A	24,9 W	19,8 W
7,6 A	39,7 W	31,7 W

Die Rotationsverlustleistung bzw. das resultierende Bremsmoment muss über die PSM ausgeglichen werden. Das maximale Bremsmoment tritt bei der maximalen Drehzahl und der maximalen Vormagnetisierung auf. Bei 40.000 U/min und $I_B = 7,6$ A beträgt das Bremsmoment durch die Rotationsverluste beider radialer Magnetlager zusammen 14,6 Nmm. Im Vergleich zum Antriebsmoment der PSM mit 9,3 Nm, ist das entstehende Bremsmoment somit vernachlässigbar.

Rotor-Schaltverluste

Zur Berechnung der Rotor-Schaltverluste wird ein identisches Modell verwendet wie zur Berechnung der Rotationsverluste, wobei aber abweichend hier der Rotor nicht dreht und I_B nicht konstant ist. Der elektrische Kreis der Steuerspulen wird mit (4.22) abgebildet und entsprechend auch der der Vormagnetisierungsspulen. Der der Ohm'sche Widerstand der Spulen wird vorgegeben, die Induktivität wird im Programm aus dem FE-Modell berechnet. Die Spannung wird als Rechteckpuls eingebracht. Die Länge des Pulses in Bezug auf die Schaltperiode wird als Pulsweite (PW) bezeichnet. Bei der hier verwendeten Schaltfrequenz von 40 kHz hat eine Schaltperiode eine Dauer von 25 μ s. Dauert der Spannungsimpuls 25 μ s, liegt also eine Pulsweite von Eins vor. In der am Magnetlagerverstärker gewählten Umsetzung, liegt die maximale PW bei 0,85, also bei einer Pulsdauer von 21,25 μ s. Die maximale PW folgt daraus, dass der Magnetlagerverstärker 3,75 μ s zum Erfassen der Daten und berechnen der PW über die Reglerstruktur benötigt. Die Ansteuerung ist so umgesetzt, dass pro Schaltperiode an die Spulen entweder eine positive oder negative Spannung mit der entsprechenden PW angelegt wird, wenn der Strom erhöht bzw. verringert werden soll.²² In Abbildung 5.3 sind die Ergebnisse der FEA mit $I_B = 6$ A dargestellt. Die Pulsweiten sind jeweils so gewählt, dass der Strom im Mittel konstant bleibt. Die Steuerspule der x- und y- Rich-

²² Diese unipolare Ansteuerung wird verwendet solange $PW \geq 0,0125$. Ist $PW < 0,0125$, muss die gewünschte Pulsdauer um 312,5 ns erhöht werden und innerhalb der gleichen Schaltperiode ein Spannungsimpuls mit entgegengesetztem Vorzeichen von 312,5 ns eingebracht werden. Die mittlere Spannung in der Schaltperiode entspricht dann der gewünschten. Diese Ansteuerung ist aufgrund der minimalen Schaltdauer der Transistoren notwendig.

tung werden gleich angesteuert. In der Vormagnetisierungsspule ist die PW von 0,124 so eingestellt, dass der Stromabfall durch den Ohm'schen Widerstand zwischen den Spannungspulsen kompensiert wird. Bei den Steuerspulen werden zwei Fälle betrachtet, eine Ansteuerung mit geringer PW, die der Einfachheit halber wie bei I_B zu 0,124 gewählt wird, und eine mit der maximalen PW von 0,85. In beiden Fällen ist I_S im Mittel etwa Null und wird folglich kaum durch den Ohm'schen Widerstand beeinflusst. Um I_S im Mittel konstant zu halten, werden die Steuerspulen abwechseln mit einer positiven und einer negativen Spannung beaufschlagt. Im Betrieb sollte eine solche Ansteuerung vermieden werden, erlaubt aber hier eine Berechnung der Schaltverluste ohne den Einfluss der Änderung des mittleren Stroms. Abbildung 5.3a zeigt die Ergebnisse der FEA mit einer PW von 0,124. Wenn die Magnetlagerendstufe die Zwischenkreisspannung an eine Spule anlegt, führt das entsprechend zu einem Stromanstieg. Bei Vernachlässigung des Ohm'schen Widerstands der Spule sowie einem stillstehenden Rotor, ist der Stromanstieg proportional zur Spannung (vgl. (4.22)). Nach (4.14) ist der magnetische Fluss proportional zum Strom. Die Schaltverluste, die wie alle Ummagnetisierungsverluste von der Änderung des magnetischen Flusses abhängen, sind somit näherungsweise proportional zur Spannung. Daher treten die Schaltverluste impulsartige zusammen mit den Spannungspulsen auf. Durch den Abfall von I_B zwischen den Pulsen sind hier die Verluste nicht Null, aber merklich niedriger als innerhalb der Pulse. Im Mittel betragen die Verluste 49,8 mW. Deutlich höhere Verluste sind folglich bei höheren PW zu erwarten. Abbildung 5.3b zeigt die Ergebnisse der FEA mit einer PW von 0,85. Durch die längere Pulsdauer und den einhergehenden stärkeren Stromanstieg betragen hier die mittleren Verluste 322,2 mW. Die mittleren Rotor-Schaltverluste für beide radialen Magnetlager und verschiedene I_B und PW sind in Tabelle 5.2 sind aufgeführt. Die leichte Zunahme der Verluste mit I_B ist darauf zurückzuführen, dass es bei einem höheren I_B durch den Ohm'schen Widerstand zu einem stärkeren Abfall von I_B und damit einer höheren Flussänderung kommt. Die Verluste im unteren Radiallager sind etwas niedriger als im oberen. Allgemein sind die Rotor-Schaltverlust deutlich niedriger als die Rotationsverluste, sodass sie zumindest im Betriebsbereich vernachlässigbar sind.

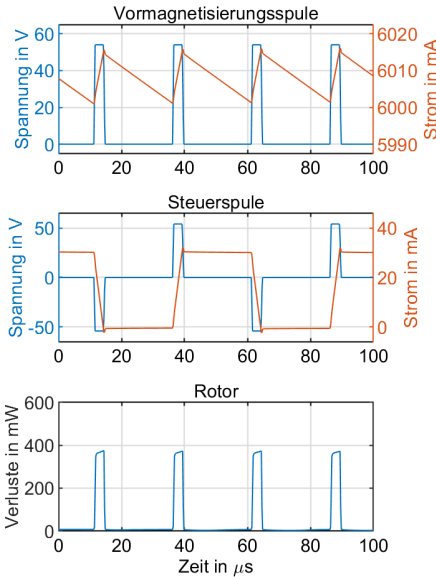
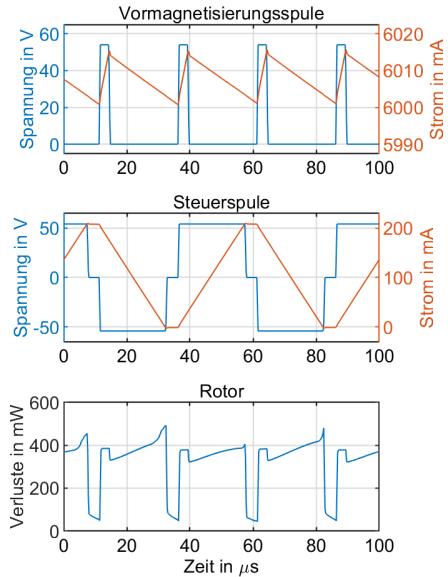
a**b**

Abbildung 5.3: Berechnete Ströme und Rotor-Schaltverluste im oberen radialen Magnetlager; **a** bei einer Ansteuerung der Steuerspule mit einer Pulsweite von 0,124; **b** bei einer Ansteuerung der Steuerspule mit der maximalen Pulsweite von 0,85

Tabelle 5.2: Mittels FEA berechnete mittlere Rotor-Schaltverluste der radialen Magnetlager

I_B	Oberes Radiallager		Unteres Radiallager	
	PW Steuerspule	PW Steuerspule	PW Steuerspule	PW Steuerspule
	0,124	0,85	0,124	0,85
4,3 A	49,2 mW	321,7 mW	41,0 mW	270,1 mW
6,0 A	49,8 mW	322,2 mW	41,7 mW	270,3 mW
7,6 A	55,5 mW	323,9 mW	50,0 mW	276,1 mW

5.1.2 Axiales Magnetlager

Der Aufbau des Axiallagers ist rotationssymmetrisch, daher sind bei diesem keine signifikanten Rotationsverluste zu erwarten. Da die Zugscheibe jedoch aus elektrisch leitfähigem Vollmaterial

aufgebaut ist, können sich in diesem durch das Schalten der Magnetlagerendstufe starke Wirbelströme ausbilden. Um diese und die resultierenden Verluste zu berechnen wird auch für das axiale Magnetlager ein transientes 2D-FE-Modell in *ANSYS Maxwell* aufgebaut und ausgewertet. Hierbei wird die Rotationssymmetrie des Lagers genutzt und eine axial-radiale Ebene abgebildet. Analog zu den radialen Magnetlagern wird die Ansteuerung des Lagers über (4.84) berücksichtigt, wobei der Ohm'sche Widerstand vorgegeben wird. Die Induktivität wird im Programm aus dem FE-Modell bestimmt. Die Spannung wird als Rechteckpulse vorgegeben. Für Vollmaterial ist die Verlustberechnung mit (3.30) nicht zulässig. Stattdessen wird angenommen, dass die Verluste in der Zugscheibe nur aus Wirbelstromverlusten bestehen. Um diese zu berechnen, wird in der FEA die Wirbelstromdichte J_w bestimmt. Aus dieser ergeben sich die Wirbelstromverluste $P_{V,Jw}$ durch die Integration der lokalen Ohm'schen Verluste $\kappa_R^{-1} J_w^2$ über das Volumen des Zugscheibe V_{zug} zu (vgl. [71, 144])

$$P_{V,Jw} = \frac{1}{\kappa_R} \int_{V_{zug}} J_w^2 dV . \quad (5.1)$$

Wie bei den radialen Magnetlagern werden zwei Fälle betrachtet. Zum einen wird der Spulenstrom über einen positiven Spannungspuls mit einer PW von 0,196 konstant gehalten. Zum anderen wird ein positiver Spannungspuls mit der maximalen PW von 0,85 eingebracht. Um den mittleren Strom konstant zu halten, folgt diesem ein negativer Puls mit einer PW von 0,456. Der Strom und die Wirbelstromverluste im Rotor für beide Fälle sind in Abbildung 5.4a dargestellt. Die starken Wirbelströme verzögern den Auf- und Abbau des Feldes [53], weshalb die Verluste nicht wie bei den Radiallagern proportional zur Spannung sind, sondern näherungsweise linear mit der Pulsdauer ansteigen. Die mittlere Verlustleistung für den ersten betrachteten Fall liegt 87,7 mW und für den zweiten bei 753,3 mW. Die Verlustleistung durch das Schalten ist somit höher als bei den radialen Magnetlagern, aber vernachlässigbar im Vergleich zu deren Rotationverlusten. Dass die Verluste nicht höher ausfallen, liegt an der Eindringtiefe des Feldes bei den hier betrachteten Frequenzen. Die Eindringtiefe in der Zugscheibe β_R^{-1} mit $\mu_{r,R} = 590$ bei 40 kHz beträgt 0,38 mm (vgl. (4.72).) Zur Verdeutlichung zeigt Abbildung 5.5a die berechnete Wirbelstromdichte im Rotor während des Schaltvorgangs nach Abbildung 5.4b. Die Wirbelströme beschränken sich auf einen schmalen Bereich an der Oberfläche der Zugscheibe, der sich an der dicksten Stelle 1 mm in die Zugscheibe erstreckt. Die höchsten Eindringtiefen treten an den Rändern des Spulenfreiraums auf. In diesen Bereichen existiert eine Überhöhung der Flussdichte (vgl. Abbildung 5.5b), wodurch es zu einer Abnahme von $\mu_{r,R}$ (vgl. Abbildung 4.19b) und damit zu einer Zunahme von β_R^{-1} kommt. Hierbei ist zu beachten, dass die Änderung der Flussdichte während des Schaltens gering ist. Die axiale Kraft des Lagers, die im betrachteten Fall bei 300 N liegt, ändert sich beim Schalten um maximal 0,3 N.

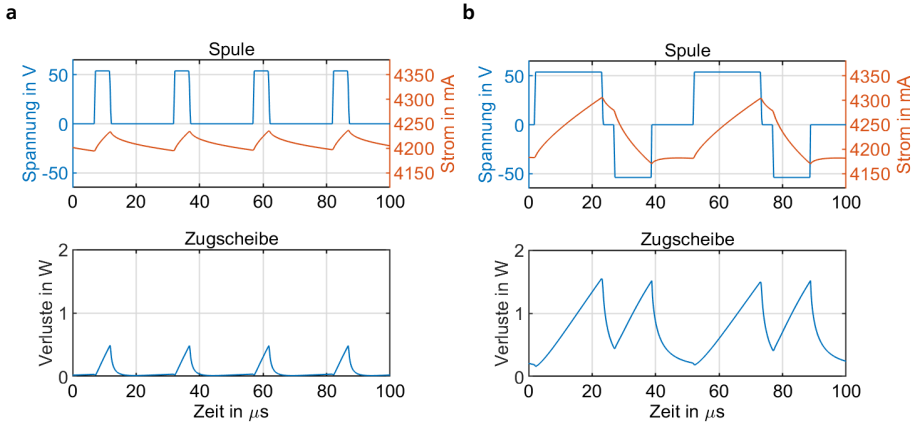


Abbildung 5.4: Berechnete Ströme und Rotor-Schaltverluste im axialen Magnetlager; **a** bei einem positiven Puls mit einer Pulsweite von 0,196; **b** bei einem positiven Puls mit einer Pulsweite von 0,85, gefolgt von einem negativen Puls mit einer Pulsweite von 0,456

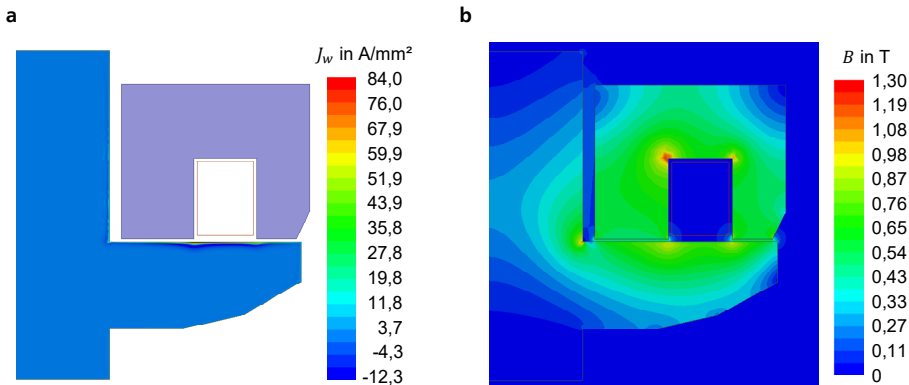


Abbildung 5.5: Ergebnisse der FEA des axialen Magnetlagers beim Schalten; **a** Wirbelstromdichte im Rotor; **b** magnetische Flussdichte

5.1.3 Luftreibung bei niedrigem Umgebungsdruck

Abschließend werden die Verluste durch die Reibung der Rotoroberfläche mit der umgebenden Luft berechnet. Wie in Abschnitt 4.2.3 festgelegt, wird der Prüfstand bei einem Innendruck von unter $4 \cdot 10^{-4}$ mbar betrieben. Aufgrund des geringen Drucks kann Gleichung (4.5) hier nicht zur

Bestimmung der Luftreibung verwendet werden. Allgemein können keine Berechnungsvorschriften verwendet werden, die das Gas als ein Kontinuum betrachten, da bei dem geringen Druck, die Wahrscheinlichkeit, dass einzelne Gasmoleküle aufeinandertreffen und interagieren, gering ist. Um die Interaktionswahrscheinlichkeit zu bewerten, wird die mittlere freie Weglänge \bar{l}_m , die ein Gasmolekül zurücklegt bevor es auf ein anderes Molekül trifft, herangezogen. Für ein Gas mit der Temperatur T und dem Druck p gilt

$$\bar{l}_m = \frac{k_{Bo} T}{4\sqrt{2}\pi p r_m^2}, \quad (5.2)$$

wobei $k_{Bo} = 1,381 \cdot 10^{-23}$ J/K die Boltzmann Konstante und r_m der Molekülaußenradius ist [170]. Der mittlere Molekülaußenradius von Luft in der diesen Berechnungen zugrundeliegenden kinetischen Gastheorie ist $r_m = 1,78 \cdot 10^{-10}$ m [170]. Ist \bar{l}_m mehr als doppelt so groß wie die Abmessungen des Freiraums im dem sie sich bewegen, können die Interaktionen der Gasmoleküle vernachlässigt werden [170]. Auf den Dauerlaufprüfstand bezogen heißt das, dass

$$\bar{l}_m > 2l_{L,i} \quad (5.3)$$

sein muss, wobei $l_{L,i}$ alle radialen und axialen Luftspalte am Rotor sind. Mit $p = 0,04$ Pa und $T = 293,15$ K ist $\bar{l}_m = 180$ mm. Bedingung (5.3) ist am Dauerlaufprüfstand, abgesehen vom Bereich des Rotors an der Kupplung und Sollbruchstelle, bei $p = 0,04$ Pa erfüllt. An der Kupplung und der Sollbruchstelle sind die Außenradien und damit die Umfangsgeschwindigkeit des Rotors gering, sodass sie in der Berechnung der Luftreibung vernachlässigbar sind. Im Folgenden wird daher angenommen, dass die Gasmoleküle im System nur mit dem Rotor oder der Einhausung interagieren, aber nicht miteinander. Dies wird als molekulare Strömung bezeichnet [170]. Für eine molekulare Strömung sind in [171] die Luftreibungsverluste an einem schnell drehenden Zylinder hergeleitet. Betrachtet wird hierfür die Impulsübertragung der einzelnen Gasmoleküle auf das Flächenelement dA das sich mit der Drehfrequenz Ω im Abstand r um eine Drehachse bewegt. Das Bremsmoment $M_{L,i}$ an der i ten Fläche A_i ergibt sich daraus zu [171]

$$M_{L,i} = p\Omega \sqrt{\frac{m_m}{2\pi k_{Bo} T}} \int_{A_i} r^2 dA, \quad (5.4)$$

wobei m_m die Molekülmasse des Gases ist. Die mittlere Molekülmasse trockener Luft ist näherungsweise $m_m \approx 4,81 \cdot 10^{-26}$ kg [170]. Bei dieser Modellierung steigt das Moment somit linear mit Ω sowie p , sofern Bedingung (5.3) weiterhin erfüllt ist, und fällt mit steigendem T . Die Anwendung von (5.4) auf die radiale Außenfläche eines Kegelstumpfs mit der Höhe h_i , dem minimalen Außenradius $r_{i,1}$ und dem maximalen Außenradius $r_{i,2}$ (d.h. $r_{i,2} > r_{i,1}$) ergibt

$$M_{L,i,Kegel} = \frac{p\Omega}{2} \sqrt{\frac{\pi m_m}{2 k_{Bo} T}} \frac{r_{i,2}^4 - r_{i,1}^4}{r_{i,2} - r_{i,1}} \sqrt{(r_{i,2} - r_{i,1})^2 + h_i^2}. \quad (5.5)$$

Mit $h_i = 0$ folgt aus (5.5) das Bremsmoment an einer axialen Ringkreisscheibe mit dem Innenradius $r_{i,1}$ und dem Außenradius $r_{i,2}$ zu

$$M_{L,i,Scheibe} = \frac{p\Omega}{2} \sqrt{\frac{\pi m_m}{2 k_{Bo} T}} (r_{i,2}^4 - r_{i,1}^4). \quad (5.6)$$

Gleichermaßen ergibt sich aus der Grenzwertbetrachtung $r_{i,1} \rightarrow r_{i,2} = r_i$ das Bremsmoment an der Außenfläche eines Zylinders mit Außenradius r_i und Höhe h_i zu (vgl. [171])

$$M_{L,i,Zylinder} = 2p\Omega \sqrt{\frac{\pi m_m}{2 k_{Bo} T}} h_i r_i^3. \quad (5.7)$$

Das Gesamtbremsmoment, das durch die Luftreibung auf den Rotor wirkt, ergibt sich aus der Summe aller Rotorausflächen. Die Verlustleistung durch die molekulare Strömung $P_{V,L,m}$ berechnet sich schließlich mit

$$P_{V,L,m} = \Omega \sum_{i=1}^n M_{L,i}, \quad (5.8)$$

wobei für $M_{L,i}$ die jeweilige Geometrie nach (5.5) bis (5.7) einzusetzen ist. In Abbildung 5.6 sind das Bremsmoment und die Verlustleistung durch die Luftreibung von Stillstand bis zur Maximaldrehzahl bei $p = 4 \cdot 10^{-4}$ mbar und $T = 293,15$ K dargestellt. Neben dem Gesamtwert sind auch jeweils die Anteile dargestellt die dabei an der Welle und der Probe anfallen. Wegen ihres großen Durchmessers dominiert die Probe das Bremsmoment und die Verluste. Das Bremsmoment ist mit weniger als 0,35 Nmm vernachlässigbar im Vergleich zum Antriebsmoment der PSM mit 9,3 Nm. Auch die Verlustleistung ist mit unter 1,5 W im Vergleich zu den Verlusten der radialen Magnetlager von untergeordneter Bedeutung.

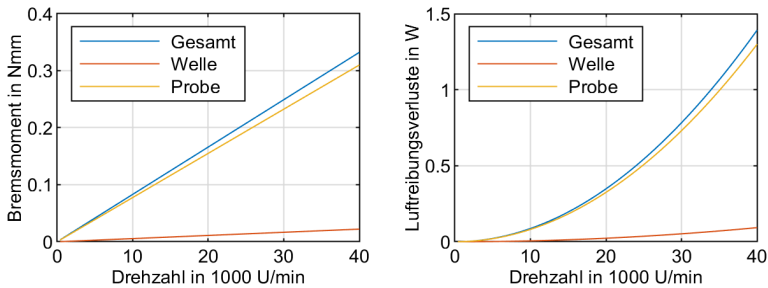


Abbildung 5.6: Bremsmoment und Verlustleistung durch Luftreibung am Rotor bei 20 °C und $4 \cdot 10^{-4}$ mbar

5.2 Experimenteller Abgleich

Von den zuvor betrachteten rotorseitigen Verlusten stellen die Rotationsverluste der radialen Magnetlager den größten Anteil dar. Um diese experimentell abzugleichen, werden Auslaufversuche durchgeführt. Hierfür wird der Rotor auf 30.000 U/min beschleunigt und anschließend der Umrichter der PSM ausgeschaltet. Durch die Verluste wird der Rotor abgebremst. Aus der Drehzahlabnahme kann auf die Verlustleistung geschlossen werden. Das Magnetfeld der sich auf dem Rotor befindlichen Permanentmagnete der PSM führen zu einer Ummagnetisierung des Stators. Die einhergehenden Verluste führen zu einem Bremsmoment auf den Rotor, aber nicht zu einer nennenswerten Rotorerwärmung. Um den Einfluss der radialen Magnetlager ohne genaue Kenntnisse über die PSM zu bestimmen, wird die Tatsache genutzt, dass die Rotationsverluste der Radiallager vom Vormagnetisierungsstrom I_B abhängen (vgl. Tabelle 5.1). Es werden daher zwei Auslaufversuche durchgeführt, einer mit $I_B = 7,6$ A und einer mit $I_B = 4,3$ A. Die Differenz der Verlustleistung beider Versuche wird mit der Differenz der mittels FE-Modells berechneten Rotationsverluste verglichen.

Bei den Versuchen werden die Magnetlager mit experimentell eingestellten dezentralen PID-Positionsreglern geregelt. Statt einer KFKV-Probe wird eine Dummy aus Aluminium verwendet (siehe Abbildung 5.7), der ähnliche rotordynamische Eigenschaften aufweist wie die lange Probenausführung (vgl. Abschnitt 6.2). Während der Versuche ist der Druck im Prüfstand unterhalb von $2 \cdot 10^{-4}$ mbar, sodass Luftreibung vernachlässigbar ist (vgl. Abbildung 5.6).

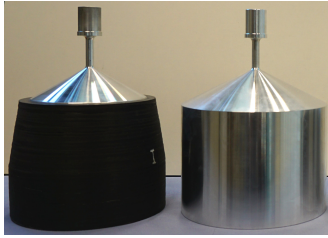


Abbildung 5.7: Vergleich zwischen der lange Probenauführung und dem Dummy aus Aluminium

Abbildung 5.8 zeigt die Auslaufkurven von vier Versuchen, zwei mit $I_B = 7,6 \text{ A}$ und zwei mit $I_B = 4,3 \text{ A}$ mit jeweils unterschiedlichen mittleren Rotortemperaturen T_R . T_R wird aus einer Mittelung der beiden an der Welle gemessenen Temperaturen sowie ihrer jeweiligen zeitlichen Verläufe gewonnen. Hierbei ist zu berücksichtigen, dass sich die Rotortemperatur durch die Verluste am Prüfstand einstellt. Zwar kann die Anfangstemperatur (für $T_R > 50 \text{ °C}$)²³ durch den Beschleunigungsvorgang eingestellt werden. Die Änderung der Temperatur während eines Auslaufs, kann aber nicht aktiv beeinflusst werden. In den Ausläufen wird bei 1.020 U/min die erste kritische Drehfrequenz $\Omega_{krit,1}$ erreicht. Damit bei dieser die radialen Rotorauslenkungen nicht zu groß werden²⁴, wird unterhalb von 4.800 U/min I_B bei allen vier Ausläufen auf 7,6 A umgestellt. Aus dem gleichen Grund wird unterhalb dieser Drehzahl ein hoher Verstärkungsfaktor für den D-Anteil des Positionsreglers verwendet. Die zeitliche Ableitung der Position wird im Regler über einen Differenzenquotienten angenähert, der in Verbindung mit einem hohen D-Anteil zu einer deutlichen Verstärkung von Sensorrauschen führt (siehe Abschnitt 6.2). Dies regt wiederum die erste Gegenlaufeigenform des Rotors an, die bei hohen Drehzahlen schlecht gedämpft ist (vgl. Abschnitt 4.6.2). Um ein Aufklingen dieser Eigenform bei hohen Drehzahlen zu vermeiden, wird oberhalb von 4.800 U/min der Verstärkungsfaktor des D-Anteils mit $I_B = 7,6 \text{ A}$ um 57 % reduziert. Mit dem geringeren $I_B = 4,3 \text{ A}$ ist auch die Anregung der Magnetlager durch das Rauschen geringer und der D-Anteil muss nur um 36 % reduziert werden. Trotz der Parameteranpassung, darf $\Omega_{krit,1}$ bei den hier verwendeten experimentell eingestellten Reglern nicht zu langsam durchfahren werden, da es sonst zu einem zu starken Aufklingen dieser Gleichlaufeigenform kommt. In den Auslaufversuchen werden daher unterhalb von 1.200 U/min zusätzlich die Motorphasen über einen externen Bremswiderstand kurzgeschlossen. Durch den sich so einstellenden Strom und dem aus diesem resultierenden Drehmoment in der PSM, wird der Rotor schneller abgebremst, was als Knick in den Kurven sichtbar ist. Der Bereich unterhalb von 4.800 U/min wird in den folgenden Untersuchungen daher ausgeschlossen.

²³ Die Temperatur der Welle kann unterhalb von 50 °C nicht erfasst werden (vgl. Abschnitt 4.8).

²⁴ Das Durchfahren der dritten und zweiten Eigenform ist hier unkritisch.

Bei den ersten beiden Kurven in Abbildung 5.8, bei denen T_R näherungsweise gleich ist, steigt durch den geringeren Vormagnetisierungsstrom I_B die Dauer bis der Rotor eine Drehzahl von 1.200 U/min erreicht um 6,8 %. Wie in Abschnitt 3.3 beschrieben, sinken Eisenverluste mit steigender Temperatur. Des Weiteren sinkt auch die Remanenzflussdichte der Permanentmagnete der PSM [144] und damit ihre Ummagnetisierungsverluste auf dem Stator. Dies ist beim Vergleich der Auslaufkurven mit gleichem I_B aber unterschiedlichem T_R erkennbar. Bei den Kurven mit $I_B = 4,3$ A steigt die Auslaufzeit um 3,5 % und mit $I_B = 7,6$ A um 2,3 % durch die verringerte Temperatur. Der Einfluss von I_B muss daher bei möglichst gleichem T_R untersucht werden, weshalb hierfür die ersten beiden Kurven aus Abbildung 5.8 verwendet werden.

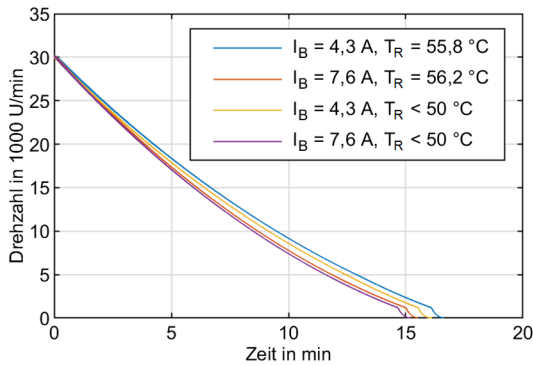


Abbildung 5.8: Auslaufkurven mit Proben-Dummy und dezentralem PID-Magnetlagerregler

Aus den Auslaufkurven wird die Verlustleistung \tilde{P}_V aus der Ableitung der kinetischen Energie mit

$$\tilde{P}_V = \theta_{z,R} \Omega \dot{\Omega}, \quad (5.9)$$

abgeschätzt, wobei $\theta_{z,R}$ das polare Massenträgheitsmoment des Rotors inklusive des Dummys ist, das 0,0543 kgm² beträgt. Die zeitliche Änderung der Drehfrequenz $\dot{\Omega}$ wird über den Differenzenquotient abgeschätzt. Bei der Aufzeichnung wird das Drehzahlssignal bei jeder Vollendung einer Drehung aktualisiert, dazwischen wird es konstant gehalten. Der zeitliche Verlauf ist somit stufenförmig. Vor der Bildung des Differenzenquotienten wird das Drehzahlssignal daher zunächst mit einem Tiefpassfilter mit einer Eckfrequenz von 0,4 Hz gefiltert. Die berechneten Verlustleistungen der beiden Auslaufversuche sind in Abbildung 5.9 dargestellt. Wie zuvor erläutert, ist I_B unterhalb von 4.800 U/min bei beiden Versuchen gleich, entsprechend ist hier auch \tilde{P}_V bei beiden nahezu gleich. Das Kurzschließen der Motorphasen ist unterhalb von 1.200 U/min als eine Spitze in \tilde{P}_V zu sehen. Oberhalb von 4.800 U/min weisen beide Messungen unterschiedliche Werte auf. Mit

$I_B = 7,6 \text{ A}$ ist die maximale Verlustleistung 870 W und die mittlere Verlustleistung im Betriebsbereich 558 W. Bei $I_B = 4,3 \text{ A}$ ist die maximale Verlustleistung 795 W und die mittlere Verlustleistung im Betriebsbereich 511 W, was einer Reduktion um 8,6 % bzw. 8,4 % entspricht.

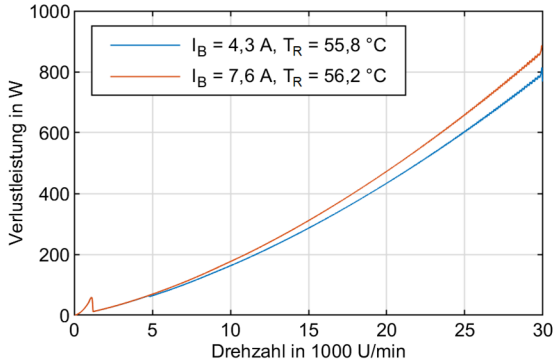


Abbildung 5.9: Aus den Auslaufkurven berechnete Verlustleistung

Um die Differenz der beiden Verläufe der Verlustleistung \tilde{P}_V , deren zeitlicher Verlauf sich unterscheidet, bilden zu können, werden beide mit einem Polynomansatz approximiert. Unter der Annahme, dass \tilde{P}_V durch drehzahlharmonische Ummagnetisierungsverluste dominiert wird, wird nach (3.30) eine Funktion der Form

$$\tilde{P}_{V,fit} = k_{V,1}\Omega + k_{V,2}\Omega^2 + k_{V,3}\Omega^{1,5} \quad (5.10)$$

gewählt. Da in den Magnetlagern kaum anormale Wirbelströme auftreten sollten (siehe Abschnitt 5.1.1), ist zu überprüfen, ob der letzte Term in (5.10) für die Darstellung von \tilde{P}_V benötigt wird. Daher wird (5.10) mit und ohne den letzten Term ($k_{V,3} = 0$) über eine Minimierung der quadratischen Abweichung an \tilde{P}_V angepasst. Der Bereich unterhalb von 4.800 U/min wird dabei ausgeschlossen. Der Betrag der Abweichungen für beide Varianten mit $I_B = 7,6 \text{ A}$ ist in Abbildung 5.10 dargestellt. Die Berücksichtigung von $k_{V,3}$ führt zu deutlich besseren Ergebnissen. Die mittlere quadratische Abweichung liegt mit $k_{V,3} \neq 0$ bei 1,16 W und mit $k_{V,3} = 0$ bei 3,24 W. Entsprechendes gilt auch mit $I_B = 4,3 \text{ A}$. Hier liegt die mittlere quadratische Abweichung mit $k_{V,3} \neq 0$ bei 1,14 W und mit $k_{V,3} = 0$ bei 2,93 W. Daher wird (5.10) mit $k_{V,3} \neq 0$ im Folgenden zur Darstellung von \tilde{P}_V verwendet. Die erhöhte Abweichung zwischen 8.000 und 11.000 U/min ist auf die Durchfahrt der dritten kritischen Drehfrequenz zurückzuführen. Die einhergehenden großen Rotorauslenkungen und die verstärkte Stellaktivität der Lager führt zu erhöhten Verlusten. Bei hohen Drehzahlen weist das Drehzahlsignal vermehrt Rauschen auf (vgl. Abbildung 5.9), was sich in einem Anstieg der Abweichung ab 20.000 U/min sichtbar ist.

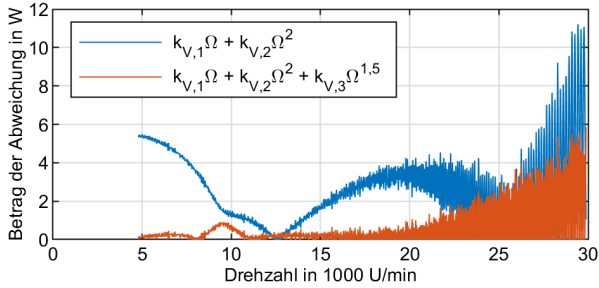


Abbildung 5.10: Abweichung der gefitteten Verlustleistung von der Messung mit $I_B = 7,6$ A

Die ermittelten Parameter für die beiden Auslaufkurven sind in Tabelle 5.3 zusammengefasst. Aus der Differenz der Parameter beider Ausläufe ergibt sich der Einfluss der Vormagnetisierung der Magnetlager. Hierbei ist zu beachten, dass $k_{V,3}$ für beide Ausläufe unterschiedlich ist und somit auch dieser Term von den radialen Magnetlagern beeinflusst wird.

Tabelle 5.3: An die Messung gefittete Parameter

Parameter	Messung 4,3 A	Messung 7,6 A	Differenz
$k_{V,1}$ in $\frac{\text{Ws}}{\text{rad}}$	$6,37 \cdot 10^{-2}$	$6,61 \cdot 10^{-2}$	$2,40 \cdot 10^{-3}$
$k_{V,2}$ in $\frac{\text{Ws}^2}{\text{rad}^2}$	$2,32 \cdot 10^{-5}$	$2,55 \cdot 10^{-5}$	$2,29 \cdot 10^{-6}$
$k_{V,3}$ in $\frac{\text{Ws}^{1,5}}{\text{rad}^{1,5}}$	$2,07 \cdot 10^{-3}$	$2,32 \cdot 10^{-3}$	$2,50 \cdot 10^{-4}$

Für einen direkten Vergleich werde auch die mittels FEA berechneten Verluste der radialen Magnetlager über (5.10) dargestellt. Im FE-Modell der Radiallager ist kein direkter Verlustanteil mit $\omega^{1,5}$ abgebildet, entsprechend liefert der Fit von (5.10) hier mit $k_{V,3} \neq 0$ und $k_{V,3} = 0$ ähnliche Parameter. Dieses sind für $k_{V,3} = 0$ in Tabelle 5.4 und für $k_{V,3} \neq 0$ in Anhang A5 aufgeführt. In beiden Fällen ist die Abweichungen von der FE gering. Der Fit mit $k_{V,3} \neq 0$ ergibt bei $I_B = 7,6$ A eine mittlere quadratische Abweichung von 47 mW und bei $I_B = 4,3$ A eine mittlere quadratische Abweichung von 2 mW. Hierbei ist $k_{V,3}$ bei $I_B = 7,6$ A negativ und bei $I_B = 4,3$ A positiv, was in der Differenz auch auf einen negativen Wert führt. Die Beträge von $k_{V,3}$ sind hier zwei Größenordnungen kleiner als die entsprechenden Werte aus Tabelle 5.3. Der Fit mit $k_{V,3} = 0$ liefert bei $I_B = 7,6$ A mit einer mittlere quadratische Abweichung von 55 mW und bei $I_B = 4,3$ A mit einer mittlere quadratische Abweichung von 6 mW eine etwas schlechtere Übereinstimmung, aber alle $k_{V,i}$ und ihre

Differenzen sind größer als Null. Da generell positive Verlustfaktoren erwartet werden²⁵ und der Unterschied beider Fits gering ist, wird für die Ergebnisse der FEA $k_{V,3} = 0$ verwendet.

Tabelle 5.4: An die FEA gefittete Parameter für die radialen Magnetlager mit $k_{V,3} = 0$

Parameter	FEA 4,3 A	FEA 7,6 A	Differenz
$k_{V,1}$ in $\frac{Ws}{rad}$	$4,01 \cdot 10^{-3}$	$1,20 \cdot 10^{-2}$	$7,95 \cdot 10^{-3}$
$k_{V,2}$ in $\frac{Ws^2}{rad^2}$	$2,37 \cdot 10^{-6}$	$7,33 \cdot 10^{-6}$	$4,96 \cdot 10^{-6}$
$k_{V,3}$ in $\frac{Ws^{1,5}}{rad^{1,5}}$	0	0	0

Bei dem Fit mit $k_{V,3} = 0$ sind sowohl $k_{V,1}$ als auch $k_{V,2}$ in der FEA höher als in der Messung. Dies wird durch $k_{V,3} = 0$ ausgeglichen, sodass die gefitteten Gesamtverlustdifferenz von Messung und FEA maximal 0,72 W voneinander abweichen (vgl. Abbildung 5.11). Bis 12.400 U/min überschätzt die FEA die Verlustdifferenz, darüber unterschätzt sie sie. Die größte Abweichung tritt mit 0,72 W bei 23.000 U/min auf, bei höheren Drehzahlen nähern sie sich wieder an. Bei 30.000 U/min beträgt die Abweichung 0,27 W. Im Betriebsdrehzahlbereich ist die Abweichungen der FEA von der Messung mit 1,69 % somit gering.²⁶

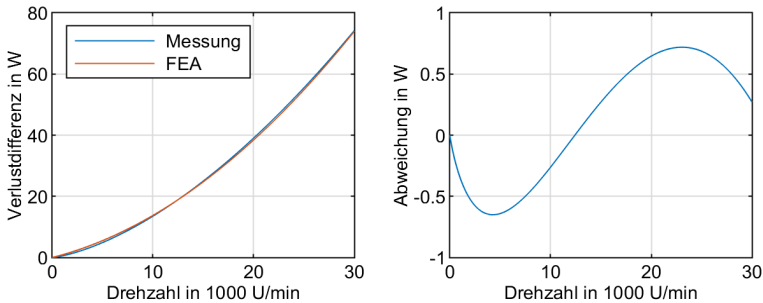


Abbildung 5.11: Differenzen der gefitteten Verluste der gemessenen und simulierten Verluste sowie die Abweichung der beiden Verlustdifferenzkurven

Das in der Messung ein deutlicher $\Omega^{1,5}$ -Anteil auftaucht, aber nicht in der FEA, lässt sich über die

²⁵ Da in der FEA die Rückwirkung der Verluste auf die Ausbreitung des Feldes berücksichtigt wird, sind für den Fit generell auch negative Anteile denkbar, sofern die Gesamtverluste mit Ω steigen.

²⁶ Aufgrund des negativen $\Omega^{1,5}$ -Anteils ist beim Fit mit $k_{V,3} \neq 0$ die maximale Abweichung im Betriebsbereich mit 1,77 % etwas höher.

in Abschnitt 3.3 beschriebene wirbelstrombedingte Feldverdrängung in den Blechen erklären. Feldverdrängung tritt bei den verwendeten Blechen ab Feld-Änderungsfrequenzen von $\omega_G = 2,6 \text{ kHz}$ auf (vgl. Abschnitt 4.4). Ab dieser Frequenz gehen die Wirbelstromverluste kontinuierlich von $P_{V,Fe,w} \sim \omega^2$ zu $P_{V,Fe,w} \sim \omega^{1,5}$ über (vgl. (3.27) und (3.28)). Die maximale Ummagnetisierungsfrequenz der Verlustmessungen des Blechherstellers, auf die die Verlustfaktoren der FEA angepasst sind, liegt bei 2 kHz. Feldverdrängung ist entsprechend in diesen nicht abgedeckt. Die maximale Drehfrequenz des Rotors liegt mit 667 Hz deutlich unter ω_G . Da die Änderung der Flussdichte im Rotor bei einer Drehung jedoch nicht sinusförmig ist, treten die Ummagnetisierungen mit vielfachen der Drehfrequenz auf. Die in der 2D-FEA berechnete Flussdichte am Umfang des Rotors ist in Abbildung 5.12a dargestellt. Dies entspricht der Änderung der Flussdichte an einem Punkt der Rotoroberfläche bei einer Drehung des Rotors. Durch eine Fourier-Zerlegung des Verlaufs lässt sich bestimmen, wie hoch die Amplitude der Ummagnetisierung bei verschiedenen Vielfachen bzw. Ordnungen der Drehzahl ist. Die Fourier-Koeffizienten des Verlaufs sind in Abbildung 5.12b dargestellt. Der erste von Null verschiedene Koeffizient tritt bei der zweiten Ordnung auf, dann folgen die sechste und zehnte. Alle folgenden weisen deutlich geringere Amplituden auf. Die zweite Ordnung wird ω_G nicht überschreiten, die sechste erreicht ω_G jedoch bei 26.180 U/min und die zehnte bei 15.710 U/min. Daher sind bei hohen Drehzahlen sowohl Wirbelstromanteile mit $P_{V,Fe,w} \sim \Omega^2$ als auch näherungsweise mit $P_{V,Fe,w} \sim \Omega^{1,5}$ zu erwarten. Der Anteil mit $P_{V,Fe,w} \sim \Omega^2$ muss dann kleiner sein als ohne Berücksichtigung der Feldverdrängung. Auch der Anteil der Hystereseverluste wird durch Feldverdrängung reduziert, da eine geringere Ummagnetisierung auftritt. Da Feldverdrängung in der FEA der Radiallager nicht abgebildet ist, erklärt dies warum sowohl der Wirbelstrom- als auch der Hysteresanteil überschätzt wird. Dass die Gesamtverlustdifferenz von Messung und FEA hier gut übereinstimmen, muss darauf zurückzuführen sein, dass die verlustreduzierenden Effekte der Feldverdrängung und der erhöhten Blechtemperatur von verluststeigernden Effekten, wie bspw. Blecheigenspannungen oder globalen Wirbelstrompfaden (vgl. Abschnitt 3.3), kompensiert werden.

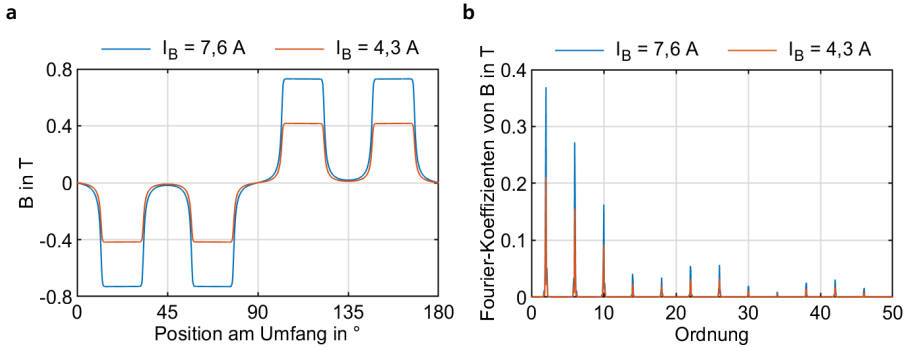


Abbildung 5.12: Änderung der Flussdichte am Umfang des Rotors; a Flussdichte über den Umfang bei Stillstand des Rotors; b Koeffizienten der Fourier-Zerlegung des Verlaufs

5.3 Bewertung des Magnetlagereinflusses

Wie zu Beginn des vorherigen Abschnitts dargestellt, folgt ein großer Teil der gemessenen Verlustleistung daraus, dass die PSM im Leerlauf durch das Feld ihrer Permanentmagnete Ummagnetisierungsverluste im Stator erzeugt. Dies führt zu einem Abbremsen des Rotors und wird daher in den Auslaufversuchen mitgemessen, führt aber nicht zu einer Erwärmung des Rotors. Um den Anteil der Magnetlagervormagnetisierung an den rotorseitigen Verlusten abzuschätzen, müssen die Leerlaufverluste der PSM von den gemessenen Verlusten abgezogen werden. Berechnete Leerlaufverluste der PSM wurden von ihrem Hersteller zur Verfügung gestellt. Diese sind zusammen mit den gemessenen Verlusten in Abbildung 5.13 links dargestellt. Im Betriebsdrehzahlbereich machen sie 60 % bis 70 % der gemessenen Verluste aus. Die Differenzen aus den gemessenen Verlusten und den PSM-Leerlaufverlusten stellen beim Auslaufversuch die rotorseitigen Verluste dar, die in Abbildung 5.13 rechts gezeigt sind. Bei 30.000 U/min und mit $I_B = 7,6 \text{ A}$ betragen die so berechneten rotorseitigen Verluste 315 W und mit $I_B = 4,3 \text{ A}$ 240 W. Zum Vergleich sind die mittels FEA berechneten Rotationsverluste der radialen Magnetlager 110 W mit $I_B = 7,6 \text{ A}$ und 36 W mit $I_B = 4,3 \text{ A}$ (siehe Abbildung 5.2). Die Differenz kann auf die nicht berücksichtigten Verluste durch die Stellaktivität der radialen und des axialen Magnetlagers zurückzuführen sein. Des Weiteren ist zu berücksichtigen, dass die berechneten PSM-Leerlaufverluste auch den in Abschnitt 3.3 beschriebenen Abweichungen unterliegen können. Die realen PSM-Leerlaufverluste können daher die berechneten deutlich übersteigen. Die realen rotorseitigen Verluste können entsprechend deutlich niedriger sein, als die in Abbildung 5.13 rechts gezeigten. Sie stellen somit nur eine grobe obere Abschätzung dar. Die Reduktion von I_B von 4,3 A auf 7,6 A führt bei dieser Abschätzung im Betriebsbereich zu einer Verlustreduktion um 20 % bis 24 %. Der reale Anteil der Verlustreduktion

kann deutlich höher liegen. Die mittels FEA berechneten rotorseitigen Verluste durch die Vormagnetisierung (siehe Abbildung 5.2) betragen von den in Abbildung 5.13 rechts dargestellten Rotorverlusten jeweils 29 % bis 35 % bei $I_B = 7,6 \text{ A}$ und 12 % bis 15 % bei $I_B = 4,3 \text{ A}$.

Auch bei dieser unteren Abschätzung stellen die Verluste durch die Vormagnetisierung der radialen Magnetlager einen nennenswerten Anteil der rotorseitigen Verluste dar. Die Magnetlager sollten entsprechend mit einem möglichst niedrigen Vormagnetisierungsstrom I_B betrieben werden, wobei aber weiterhin die Stabilität des Systems gewährleistet sein muss. Im folgenden Kapitel wird daher untersucht, wie weit I_B reduziert werden kann, ohne dass die Regelung gewisse Robustheitsanforderungen unterschreitet.

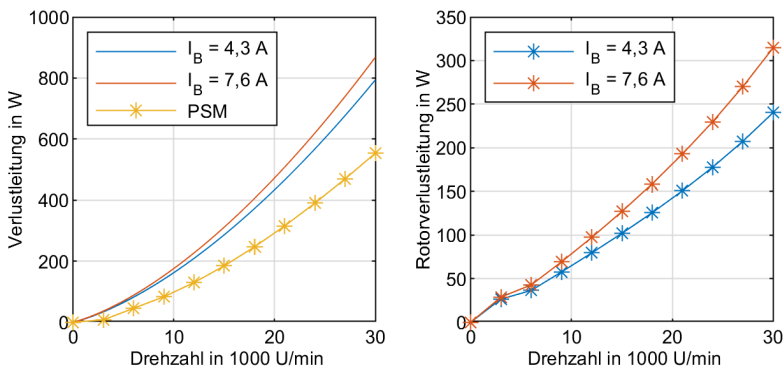


Abbildung 5.13: Gemessene Verlustleistung im Vergleich zu den Statorverlusten der PSM; links: aus den Auslaufversuchen bestimmte Verlustleistung sowie die vom Hersteller berechneten statorseitigen Verluste der PSM im Leerlauf; rechts: gemessene Verlustleistung abzüglich der berechneten PSM-Leerlaufverluste

6 Regelung der radialen Magnetlager

Wie im vorherigen Kapitel gezeigt wurde, ergibt sich aus der Vormagnetisierung der radialen Magnetlager ein nennenswerter Anteil der rotorseitigen Verluste. Um diese zu reduzieren ist eine Verringerung des Vormagnetisierungsstroms I_B erforderlich. Bei einer Reduktion von I_B sinkt in den radialen Magnetlagern sowohl nach (3.17) die Kraftanstiegsgeschwindigkeit als auch nach (3.21) die negative Steifigkeit. Durch die Nutzung einer Differenzwicklung wird mit I_B auch der maximale Steuerstrom beschränkt, sodass mit I_B auch die Maximalkraft der radialen Magnetlagern reduziert wird. Aufgrund dieser Systemänderungen muss allgemein bei einer Änderung von I_B auch der Regler angepasst werden. Jedoch ist auch mit einer Regleranpassung keine beliebige Reduktion von I_B möglich, ohne eine Instabilität des Systems zu riskieren (vgl. Abschnitt 3.4.3). In diesem Kapitel soll daher im Rahmen eines modellbasierten Reglerentwurfs untersucht werden, wie hoch I_B mindesten zu wählen ist. Hierbei sind unter anderem die niederfrequenten, stark drehzahlabhängigen Eigenfrequenzen des Rotors und das Schwingungsverhalten des Stators zu berücksichtigen. Die Gewährleistung der Stabilität des Systems erfordert beim Reglerentwurf des Weiteren die Beachtung verschiedener Robustheitsanforderungen und Stellgrößenbeschränkungen. Um diese direkt in der Reglerauslegung einfließen zu lassen, wird der Regler mittels der Minimierung der \mathcal{H}_∞ -Norm des Systems ausgelegt. Das hierfür notwendige lineare Modell der zu regelnden Strecke wird im folgenden Abschnitt dargestellt und in Abschnitt 6.2 mit Messungen abgeglichen. Die verwendete Reglerstruktur und der Reglerentwurf sowie die hierfür notwendigen Wichtungsfunktionen werden in Abschnitt 6.3 erläutert. In Abschnitt 6.4 wird schließlich der angepasste Regler experimentell am Prüfstand untersucht.

6.1 Modellierung

Um das frequenzabhängige Verhalten der Magnetlagerung abzubilden, wird ein lineares Modell in Form von Übertragungsfunktionen aufgestellt. Hierbei werden alle relevanten Einflüsse auf die Regelung der radialen Magnetlager, die nicht Teil des Reglers sind, in der Strecke \mathcal{P} zusammengefasst. Die Struktur von \mathcal{P} ist in Abbildung 6.1 dargestellt. \mathcal{P} umfasst Modelle für die Magnetlagerverstärker (engl. Amplifier, AMP), die Magnetlager, den Rotor, den Stator, die negative Steifigkeit der PSM, die Sensoren sowie deren zugehörige Tiefpassfilter (TP). Um die Übersichtlichkeit in der Darstellung zu verbessern, sind die Ein- und Ausgänge sowie die inneren Größen in Vektoren zusammengefasst. Die Eingänge von \mathcal{P} sind die vom Regler berechneten Sollspannungen \mathbf{U}_{soll} und die auf den Rotor wirkenden Unwuchtkräfte \mathbf{F}_{Un} . In dem Modell werden Schwingungen des Rotors und des Stators berücksichtigt. Die gemessenen Differenzen zwischen Rotor- und Statorauslenkungen $\Delta \tilde{\mathbf{q}}_{sen}$ und die realen Differenzen zwischen Rotor- und Statorauslenkungen $\Delta \mathbf{q}$ stellen zwei der Ausgänge des Systems dar. Die anderen beiden Ausgänge sind die gemessenen Ströme $\tilde{\mathbf{I}}$ und die

realen Ströme I , wobei hier nur die Steuerströme $I_{s,i}$ berücksichtigt werden. Die Vormagnetisierungsströme I_B werden als konstant angenommen. Das Modell des Rotors wird aus Abschnitt 4.6 übernommen. Der Stator wird wie der Rotor über FE-Balkenelemente abgebildet. Eine Beschreibung des Statormodells ist in Anhang A2 zu finden. Die anderen Komponenten werden nachfolgend erläutert.

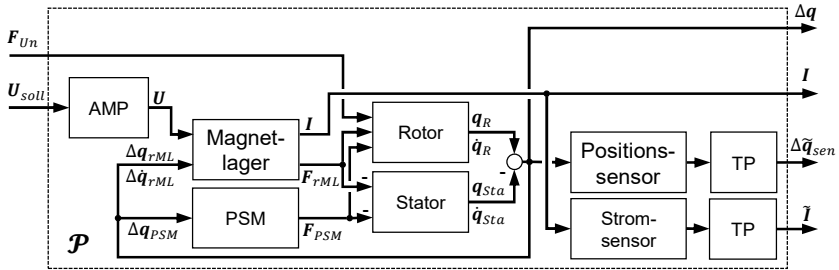


Abbildung 6.1: Modellstruktur der radialen Magnetlager

Im realen System ist das Eingangssignal der AMP die Pulsdauer. Der resultierende Spannungspuls ist näherungsweise rechteckig. Daher ist die mittlere Spannung in einer Schaltperiode proportional zur Pulsdauer, jedoch zeitlich um etwa eine halbe Schaltperiode verzögert. Vereinfachend wird für das Modell daher angenommen, dass die AMP als Totzeit einer halben Schaltperiodendauer, also $t_{Tot} = 12,5 \mu s$, mit einer Verstärkung von Eins abgebildet werden können. Die Eingangsgröße der AMP ist dann die zeitkontinuierliche Spannung U_{soll} . Bei der verwendeten Implementierung auf dem FPGA beinhaltet t_{Tot} die Analog-Digital-Wandlung der Messwerte, die folgende Auswertung des Regelgesetzes und das eigentliche Schalten der Endstufen. Die Totzeit wird mittels einer Padé-Approximation 3. Ordnung abgebildet. U besitzt somit eine frequenzabhängige Phasenverschiebung zu U_{soll} , ihre Amplituden stimmen aber überein.

Im Modell der Magnetlager ist der elektrische Kreis der Spule über (4.22) abgebildet. Hier wird aus der jeweiligen Spannung U_i und der Differenz der Rotor- und Statorauslenkungsgeschwindigkeit am Magnetlager $\Delta \dot{q}_{rML,i}$ der sich einstellende Steuerstrom $I_{s,i}$ berechnet. Wie bereits erwähnt, wird der Vormagnetisierungsstrom I_B als konstant angenommen. Aus dem Steuerstrom $I_{s,i}$ und der Differenz der Rotor- und Statorauslenkung am Magnetlager $\Delta q_{rML,i}$ wird die Lagerkraft $F_{rML,i}$ berechnet. Hierfür erfolgt eine Linearisierung der Kraft nach (4.16) entsprechend zu (3.22). $F_{rML,i}$ ergibt sich dann zu

$$\begin{aligned}
F_{rML,i} &= k_{l,i} I_{S,i} - k_{x,i} \Delta q_{rML,i} \\
\text{mit } k_{l,i} &= \frac{4N_l^2 I_B \cos(\pi/8)}{\mu_0 A_{p,i} R_{m,gesR,i}^2} \\
\text{und } k_{x,i} &= -\frac{8N_l^2 I_B^2 \cos^2(\pi/8) R_{m,St,i} + R_{m,J,i}}{\mu_0 A_{p,i} R_{m,gesR,i}^3 R_{m,St,i}},
\end{aligned} \tag{6.1}$$

wobei $R_{m,gesR,i}$ sich auf die mittige Rotorlage bezieht (vgl. (4.21)). $F_{rML,i}$ wirkt sowohl auf den Rotor als auch, in umgekehrter Richtung, auf den Stator.

Letzteres gilt auch für die Kraft F_{PSM} , die bei einer exzentrischen Rotorlage aus der negativen Streutigkeit der PSM resultiert. Wie zuvor wird diese auf zwei Knoten aufgeteilt (vgl. Abschnitt 4.6). Dies sind die Knoten 4 und 5 in Abbildung 4.26, sowie zwei entsprechende Knoten auf dem Stator (siehe Anhang A2). $F_{PSM,i}$ wird für beide Knoten aus der jeweiligen Differenz aus Rotor- und Statorauslenkung $\Delta q_{rML,i}$ mit

$$F_{PSM,i} = -\frac{k_{x,PSM}}{2} \Delta q_{rML,i} \tag{6.2}$$

berechnet. Hierbei ist $k_{x,PSM}$ die negative radiale Steifigkeit der PSM nach (4.23).

Die Sensoren zur Erfassung der Rotorposition besitzen eine sensorspezifische digitale Auswerteeinheit, die einen analogen TP von 50 kHz und einen einstellbaren digitalen Filter besitzt, welcher hier auf 10 kHz eingestellt ist. Die Samplingrate liegt bei 70 kHz. Die Daten werden nach einer digitalen Aufbereitung in der Auswerteeinheit analog an die Regelungsplattform der Magnetlager weitergegeben. Im Modell werden die Positionssensoren als eine Reihenschaltung zweier Tiefpässe erster Ordnung mit jeweils einer Eckfrequenz von 50 kHz und 10 kHz sowie einer Totzeit von 14,3 μ s dargestellt. Die Totzeit wird auch hier mittels einer Padé-Approximation 3. Ordnung angenähert. An den oberen Positionssensoren liegt in dem System eine Störung vor, die zu einer Signalüberhöhung bei 1.040 Hz führt. Um zu verhindern, dass die Magnetlager versuchen diese zu kompensieren, wird das Positionssignal der oberen Sensoren bei dieser Frequenz mit einem Kerbfilter gefiltert. Der Filter ist digital in der Regelung implementiert. Da er aber bei allen Reglerkonfigurationen benötigt wird, ist er mit im Streckenmodell abgebildet. Die Stromsensoren besitzen eine Eckfrequenz von über 2 MHz. Ihr Übertragungsverhalten wird hier vernachlässigt. Vor der Analog-Digital-Wandlung, werden alle Signale mit einem analogen TP erster Ordnung mit einer Eckfrequenz von 5 kHz gefiltert, um Aliasing zu vermeiden.

Die allgemeine Struktur des Modells des geschlossenen Regelkreises ist in Abbildung 6.2 darge-

stellt. Hierbei ist \mathcal{P} das Streckenmodell nach Abbildung 6.1. Die zur Regelung benötigten, gemessenen und gefilterten Ausgänge der Strecke werden im Vektor \mathbf{y} zusammengefasst. \mathbf{y} wird vom Rauschen \mathbf{n} überlagert. \mathcal{C} ist die Übertragungsfunktionsmatrix des Reglers. Am realen System handelt es sich hierbei um einen diskreten Regler. Da die Abtastfrequenz mit 40 kHz deutlich über allen relevanten dynamischen Vorgängen im System liegt und die Totzeit bereits in den AMP abgebildet ist, wird der Regler \mathcal{C} als zeitkontinuierlich modelliert. Der Sollwert der Positionsregelung der radialen Magnetlager ist $\mathbf{r} = \mathbf{0}$, weshalb der Abgleich von Soll- und Istwert in der Abbildung nicht dargestellt ist. Der Eingang des Reglers ist somit $-(\mathbf{y} + \mathbf{n})$. Als Stellgröße des Reglers wird die Spannung verwendet, die von der Störung U_d überlagert wird. Sowohl \mathbf{n} als auch U_d können genutzt werden um unerwünschte Störungen zu modellieren oder um zur Bestimmung von Übertragungsfunktionen Testsignale einzubringen.

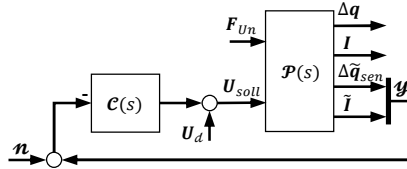


Abbildung 6.2: Allgemeine Struktur des Regelkreismodells

6.2 Experimentelle Validierung des Modells

Um das Modell experimentelle Abgleichen zu können, werden die Magnetlager zunächst mit einem experimentell eingestellten Regler betrieben. Bei dem Regler handelt es sich um einen dezentralen PID-Positionsregler mit jeweils einem untergeordneten PI-Stromregler. Die Struktur des Regelkreises ist in Abbildung 6.3 dargestellt. Für die x - und y -Richtung werden jeweils die gleichen Reglerparameter verwendet, sodass der Positionsregler \mathcal{C}_q die Form

$$\mathcal{C}_q(s) = \text{diag}\left(\mathcal{C}_{q,o}(s), \mathcal{C}_{q,o}(s), \mathcal{C}_{q,u}(s), \mathcal{C}_{q,u}(s)\right) \quad (6.3)$$

hat. Hierbei ist $\mathcal{C}_{q,o}$ der dezentrale Positionsregler für das obere Lager und $\mathcal{C}_{q,u}$ der dezentrale Positionsregler für das untere Lager. Der Stromregler \mathcal{C}_i ist entsprechend

$$\mathcal{C}_i(s) = \text{diag}\left(\mathcal{C}_{i,o}(s), \mathcal{C}_{i,o}(s), \mathcal{C}_{i,u}(s), \mathcal{C}_{i,u}(s)\right), \quad (6.4)$$

wobei $\mathcal{C}_{i,o}$ der dezentrale Stromregler für das obere Lager und $\mathcal{C}_{i,u}$ der dezentrale Stromregler für das untere Lager ist.

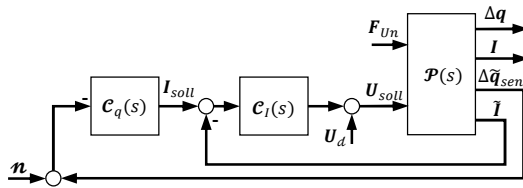


Abbildung 6.3: Struktur des kaskadierten Reglers

Die Einstellung der Verstärkungsfaktoren der verschiedenen Regleranteile erfolgt experimentell, wobei es das Ziel ist die Beträge der gemessenen Empfindlichkeitsübertragungsfunktionen nach ISO 14839-3 [101] zu minimieren. Im Positionsregler sind die so bestimmten Verstärkungsfaktoren des I- und D-Anteils in beiden Lagern gleich, der P-Anteil ist im unteren Lager 20 % höher eingestellt. Im Stromregler sind ebenfalls die Verstärkungsfaktoren der I-Anteile gleich. Der P-Anteil ist hier am oberen Lager 8 % höher. In den Stromreglern sind des Weiteren jeweils ein TP erster Ordnung und mehrere Kerbfilter vorgesehen. Durch den TP wird die Anregung hochfrequenter Eigenformen durch die Magnetlager reduziert. Beim oberen Magnetlager ist die Eckfrequenz des TP auf 9 kHz und beim unteren auf 4 kHz eingestellt. Durch die Kerbfilter kann die Anregung ausgewählter Eigenformen verhindert werden. Bei beiden Lagern ist ein Kerbfilter auf 3.970 Hz eingestellt. Am unteren ist ein weiterer auf 1.780 Hz eingestellt.

Wie zuvor werden die Experimente mit einem Proben-Dummy aus Aluminium durchgeführt (vgl. Abschnitt 5.2). Dieser weist eine etwas geringere Masse, aber höhere Massenträgheitsmomente als die lange Probenausführung auf (vgl. Tabelle 6.1). Das Trägheitsverhältnis ist mit 1,04 näher an Eins und sollte daher die Regelung anspruchsvoller gestalten. Da der Dummy aus einem einzelnen Aluminium-Zylinder gefertigt ist, ist seine initiale Unwucht niedriger, als die der aus mehreren Teilen zusammengeklebten Proben. Dies reduziert den Aufwand beim Wuchten. Die Sollbruchstelle hat beim Dummy einen Außenradius von 7,5 mm. Der Dummy wird entsprechend im rotordynamischen Modell abgebildet.

Tabelle 6.1: Trägheitseigenschaften des Dummys und der langen Probenausführung, die Massenträgheitsmomente beziehen sich jeweils auf den Schwerpunkt

Parameter	Dummy	lange Probe
Masse	10,41 kg	10,84 kg
polares Massenträgheitsmoment	0,0491 kgm ²	0,0443 kgm ²
axiales Massenträgheitsmoment	0,0470 kgm ²	0,0384 kgm ²
Trägheitsverhältnis	1,04	1,15

Der Abgleich von Modell und Messung erfolgt zunächst im Stillstand ($\Omega = 0$) anhand der Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises \mathcal{G}_c nach [101], die die Übertragungsfunktion von \mathbf{n} zu $\Delta\tilde{\mathbf{q}}_{sen}$ darstellt (vgl. Abbildung 6.3). In Anlehnung an [101] werden hierbei nur die Diagonalelemente $\mathcal{G}_{c,ii}$ betrachtet, also die Auslenkung am oberen und unteren Sensor in x - und y -Richtung $\Delta\tilde{q}_{sen,i}$, wenn jeweils dieses Signal mit dem Rauschen \mathbf{n}_i überlagert wird. Die Übertragungsfunktion $\mathcal{G}_{c,ii}$ ergibt sich nach [101] aus

$$\mathcal{G}_{c,ii}(s) = -\frac{\Delta\tilde{q}_{sen,i}(s)}{\mathbf{n}_i(s)}. \quad (6.5)$$

Zur experimentellen Bestimmung von \mathcal{G}_c wird bandbreitenbeschränktes weißes Rauschen am Eingang \mathbf{n}_i eingebracht und die Auslenkung $\Delta\tilde{q}_{sen,i}$ gemessen. $\Delta\tilde{q}_{sen,i}$ wird durch weitere Quellen gestört. Um den Einfluss dieser Störungen zu reduzieren werden die Ergebnisse von 200 Einzelmessungen gemittelt und schließlich $\mathcal{G}_{c,ii}$ mittels eines H1-Schätzers berechnet. Beim H1-Schätzer treten systematische Fehler auf, wenn das Eingangssignal der zu schätzenden Übertragungsfunktion bei seiner Aufzeichnung gestört wird, aber nicht, wenn das Ausgangssignal hierbei gestört wird [172]. Da das Rauschen \mathbf{n}_i digital erzeugt und digital in den Regelkreis eingebracht wird, ist anzunehmen, dass dieses nicht von unbekannten Störungen überlagert wird. Die Übertragungsfunktionen des Modells sowie die gemessenen Übertragungsfunktionen sind in Abbildung 6.4 dargestellt. Die Aufzeichnungsfrequenz beträgt 40 kHz. In der Abbildung sind bei den Messungen jeweils die Ergebnisse in x - und y -Richtung dargestellt. Im Modell unterscheiden sich diese nicht, weshalb hier nur eine Richtung abgebildet ist. Neben dem Betrag und der Phase der Übertragungsfunktion, ist für die Messungen auch jeweils die Kohärenz zwischen dem Rauschen und der gemessenen Auslenkung abgebildet. Ist die Kohärenz Eins, kann ein linearer, zeitinvarianter Zusammenhang zwischen Erregung und Systemantwort angenommen werden [172]. Ist die Kohärenz Null besteht ein entsprechender Zusammenhang nicht. Dies kann darauf zurückzuführen sein, dass ein stark nichtlineares oder zeitveränderliches Verhalten vorliegt oder dass das Erregersignal von

einem anderen Störsignal überlagert wird [172]. Dies ist bspw. bei Nullstellen der Übertragungsfunktion der Fall. Hier zeigt die Strecke nur eine geringe Reaktion auf das Erregersignal, sodass die gemessene Auslenkung von inhärentem Sensorrauschen dominiert wird. Die Kohärenz ist dadurch niedrig. Eine Aussage über die Zuverlässigkeit des Modells ist daher in Bereichen niedriger Kohärenz nicht möglich.

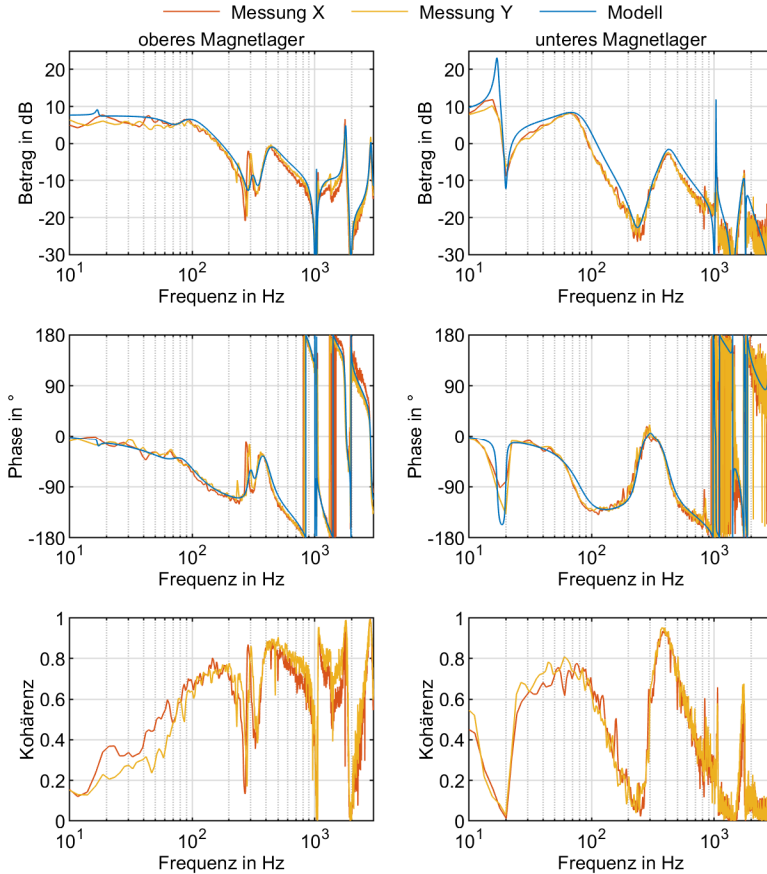


Abbildung 6.4: Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises vor der Modellanpassung

Der generelle Verlauf des Betrags und der Phase stimmen zwischen Modell und Messung überein. Die erste Eigenfrequenz des Rotors liegt bei 16 Hz, wobei die Kohärenz in diesem Bereich sehr niedrig ist. Da der Schwingungsknoten der EF nah am oberen Magnetlager liegt (vgl. Abbildung 4.29), ist die Amplitudenüberhöhung am unteren Magnetlager deutlich ausgeprägter, als am

unteren. Im Modell folgt bei 68 Hz die zweite und bei 80 Hz die dritte Eigenfrequenz. Ihre exakte Position ist in den Verläufen nicht erkennbar, da sie durch die Magnetlager stark gedämpft werden. Die vierte Eigenfrequenz des Rotors folgt bei 413 Hz. Bei 290 Hz ist die erste elastische EF des Stators sichtbar. Diese ist beim oberen Magnetlager ausgeprägter, bei dem die größeren Auslenkungen der EF auftreten. Die erste elastische Eigenfrequenz der Welle liegt bei 1.060 Hz, die beim oberen Magnetlager durch den Kerbfilter aus dem Positionssignal entfernt ist. Bei 1.760 Hz und 2.850 Hz folgen weitere hochfrequente elastischen EF des Rotors. Im Vergleich zwischen Modell und Messung wird insbesondere am oberen Magnetlager der Betrag in den meisten Bereichen vom Modell überschätzt. Dies lässt sich durch eine Anpassung der modalen Dämpfung des Rotors anpassen, die zuvor nur grob abgeschätzt wurde (vgl. Abschnitt 4.6.1). Der Betrag bei der ersten elastischen EF des Stators bei 290 Hz wird hingegen unterschätzt. Dies deutet daraufhin, dass die modale Dämpfung dieser EF zuvor überschätzt wurde.

Die Modellanpassung wird manuell durchgeführt, wobei der Fokus auf dem Frequenzbereich unter 1 kHz liegt. Die Übereinstimmung zwischen Modell und Messung kann erhöht werden, wenn die modalen Dämpfungsmaße der elastischen EF von Stator und Rotor auf die in Tabelle 6.2 aufgeführten Werte angepasst werden. Die Starrkörperbewegung des Rotors wird nur über die Magnetlager gedämpft. Im Statormodell sind nur die ersten beiden elastischen EF abgebildet. Die Starrkörperbewegung des Stators ist mit 5 % modaler Dämpfung abgebildet.

Tabelle 6.2: Modales Dämpfungsmaß der elastischen Eigenformen

elastische Eigenform	1.	2.	3.	4.	5.	höhere
Dämpfungsmaß Rotor	8 %	0,05 %	2 %	0,6 %	0,5 %	0,5 %
Dämpfungsmaß Stator	1 %	0,3 %	-	-	-	-

Um die Eigenfrequenz der ersten elastischen EF des Stators zu reduzieren, wird die Steifigkeit des Deckels der Einhausung um 17 % reduziert. Zur Anpassung der Eigenfrequenzen des Rotors wird die Dichte der Rotorbleche der PSM um 10 % reduziert und die der Magnetlager um 10 % erhöht. Eine weitere Verbesserung wird erreicht, indem der Luftspalte im Modell im oberen Magnetlager von 0,4 mm auf 0,42 mm und im unteren auf 0,46 mm erhöht wird. Dies kann auf Fertigungsungenauigkeiten oder Abweichungen von Materialeigenschaften zurückzuführen sein. Um den Frequenzgang im niederfrequenten Bereich anzupassen, wird die Flussdichte der Permanentmagnete der PSM um 15 % reduziert.²⁷ Der Vergleich zwischen angepasstem Modell und den Messungen ist in Abbildung 6.5 dargestellt. Im Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz fällt insbesondere die

²⁷ Das gleiche Ergebnis ließe sich auch über eine Erhöhung des Luftspaltes der PSM erzielen. Allgemein ist davon auszugehen, dass die Parameteranpassungen nicht eindeutig sind und dass durch eine Anpassung anderer Parameter sich die gleichen Ergebnisse erzielen lassen.

Abweichung des Betrags bei der ersten Eigenfrequenz des Rotors am unteren Magnetlager auf. Bei der Modellanpassung ist hier keine bessere Übereinstimmung erreichbar. Hier ist zu beachten, dass in dem Bereich auch die Kohärenz der Messung sehr niedrig ist (vgl. Abbildung 6.4) und somit eine Interpretation der Messungen schwierig ist. Abgesehen von dieser Eigenfrequenz stimmen die Phase und der Betrag von Modell und Messung unterhalb von 1 kHz im Vergleich zum unangepassten Modell gut überein.

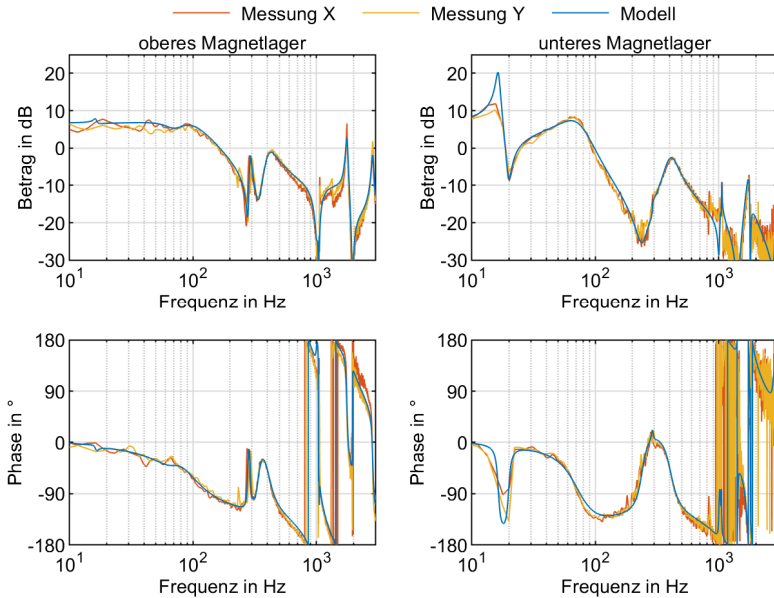


Abbildung 6.5: Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises mit angepasstem Modell

Um die Übereinstimmung zwischen Modell und Messung quantitativ zu bewerten, wird das normierte, quadratische Mittel der Übereinstimmung $\tilde{\mathcal{D}}$ berechnet, das sich aus

$$\tilde{\mathcal{D}} = 1 - \frac{\|\check{\mathcal{G}}(j\omega) - \mathcal{G}(j\omega)\|_2}{\|\check{\mathcal{G}}(j\omega) - \bar{\check{\mathcal{G}}}(j\omega)\|_2} \quad (6.6)$$

ergibt [156]. Hierbei ist $\check{\mathcal{G}}$ die gemessene Übertragungsfunktion, \mathcal{G} die Übertragungsfunktion des Modells, $\bar{\check{\mathcal{G}}}(j\omega)$ der Mittelwert der gemessenen Übertragungsfunktion im betrachteten Frequenzbereich und $\|\cdot\|_2$ die euklidische Norm. Ist $\tilde{\mathcal{D}} = 1$, stimmen Modell und Messung vollständig überein. Bei einer starken Abweichung, also wenn die Differenz zwischen Modell und Messung größer als

die Abweichung der Messung von ihrem Mittelwert ist, ist \tilde{D} negativ. Die für verschiedene Frequenzbereiche berechneten Übereinstimmungen \tilde{D} für die verschiedenen $\mathcal{G}_{c,il}$ sind in Tabelle 6.3 zusammengefasst. Die aufgeführten Werte sind jeweils der Mittelwert der x - und y -Richtung. Hierbei wird auch das Modell mit der ursprünglichen Parametrisierung (vgl. Abbildung 6.4) mit der angepassten verglichen (vgl. Abbildung 6.5). Das angepasste Modell zeigt in allen betrachteten Fällen eine höhere Übereinstimmung mit den Messungen. Wegen der Abweichung bei der ersten EF ist im unteren Frequenzbereich \tilde{D} am unteren Lager geringer als am oberen. Wird der Frequenzbereich unter 20 Hz aus der Betrachtung ausgeschlossen, ist bei beiden Lagern \tilde{D} des angepassten Modells ca. 80 % und kann somit in dem Frequenzbereich als ausreichend genau bewertet werden. Die Genauigkeit des Modells nimmt bei höheren Frequenzen ab. Dieser Abfall ist beim ursprünglichen Modell deutlich stärker als beim angepassten. Aber auch mit angepassten Parametern ist die Übereinstimmung für Frequenzen über 2 kHz zumindest für das untere Lager schlecht. Hierbei ist zu berücksichtigen, dass in diesem Bereich auch die Kohärenz der Messung niedrig ist (siehe Abbildung 6.4) und die Abweichung somit auch aus Fehlern in der Messung kommen kann. Für die Reglerauslegung ist primär der Bereich unter 1 kHz von Interesse. Die niedrige Übereinstimmung bei höheren Frequenzen muss aber entsprechend in der Reglerauslegung berücksichtigt werden.

Tabelle 6.3: Übereinstimmung \tilde{D} der gemessenen und simulierten Übertragungsfunktionen

\tilde{D}	ursprüngliches Modell		angepasstes Modell	
	oben	unten	oben	unten
Frequenzbereich				
0 Hz bis 1 kHz	71,4 %	43,1 %	78,5 %	59,5 %
20 Hz bis 1 kHz	71,7 %	60,3 %	78,7 %	82,9 %
1 kHz bis 2 kHz	9,8 %	-137 %	51,3 %	15,4 %
2 kHz bis 3 kHz	35,8 %	-32,2 %	56,0 %	-4,6 %
0 Hz bis 10 kHz ²⁸	10,3 %	33,2 %	66,6 %	56,6 %

Neben \mathcal{G}_c können auch andere Übertragungsfunktion für den Abgleich verwendet werden. Die Diagonalelemente der Störübertragungsfunktionen bei einer Anregung mit \mathbf{U}_d und der Messung von $\Delta \tilde{\mathbf{q}}_{sen}$ sind in Anhang A3 dargestellt. Hier ist die Übereinstimmung \tilde{D} zwischen dem angepassten Modell und den Messungen zwischen 20 Hz und 1 kHz beim oberen Lager 87,5 % und beim

²⁸ Wird ein großer Frequenzbereich betrachtet, ist zu berücksichtigen, dass bei höheren Frequenzen die Beträge der Übertragungsfunktionen abnehmen und damit die Fehler hier einen geringeren Einfluss haben. Die Übereinstimmung ist daher im Bereich zwischen 0 Hz bis 10 kHz vergleichsweise hoch.

unteren Lager 82,2 %. Von besonderer Bedeutung ist die Empfindlichkeitsübertragungsfunktion \mathcal{S} (vgl. Abschnitt 3.4). Um diese zu bestimmen wird Rauschen bei \mathbf{n} eingebracht und $\Delta\tilde{q}_{sen} + \mathbf{n}$ gemessen, wobei auch hier nur die Diagonalelemente S_{ii} berücksichtigt werden. Diese ergeben sich nach ISO 14839-3 [101] zu

$$S_{ii}(s) = \frac{\Delta\tilde{q}_{sen,i}(s) + n_i(s)}{n_i(s)}. \quad (6.7)$$

Der Vergleich der Beträge der gemessenen und mittels Modells berechneten Empfindlichkeitsübertragungsfunktionen sind in Abbildung 6.6 dargestellt.

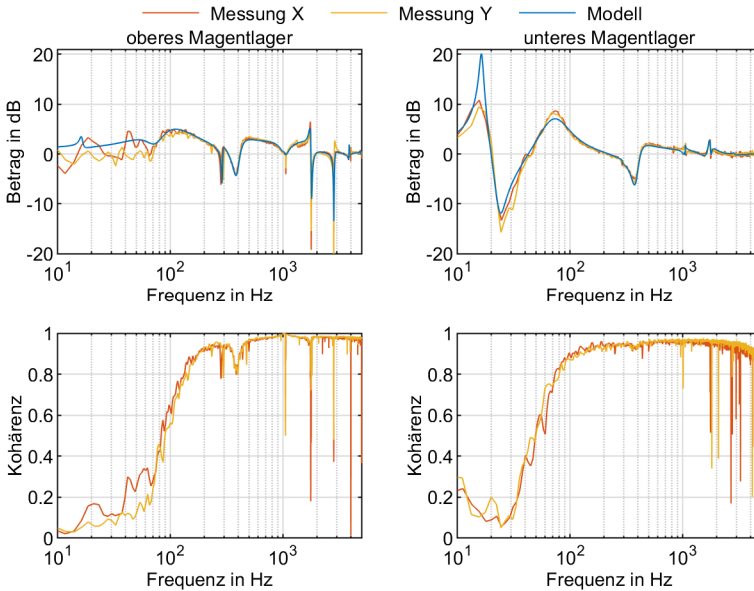


Abbildung 6.6: Empfindlichkeitsübertragungsfunktion der Magnetlager mit angepasstem Modell

Der Betrag von \mathcal{S} sollten nach [101] 12 dB nicht überschreiten (vgl. Abschnitt 3.4). Dies ist in den Messungen im gesamten Frequenzbereich erfüllt. Im Modell übersteigt der Betrag bei der ersten Eigenfrequenz am unteren Magnetlager mit 20 dB deutlich diese Schranke. Wegen der geringen Kohärenz der Messung bei dieser Frequenz, ist hier keine Aussage über die Zuverlässigkeit des Modells möglich. Zwischen 20 Hz und 1 kHz liegt die Übereinstimmung \tilde{D} zwischen Messung und dem angepassten Modell bei 78,7 % beim oberen und 82,9 % beim unteren Magnetlager. Modell und Messung zeigen somit auch hier eine gute Übereinstimmung. Aufgrund der beschränkten Bandbreite der Magnetlager, nähern sich der Betrag von \mathcal{S} für hohe Frequenzen Eins bzw. 0 dB an

(vgl. Abschnitt 3.4). Für die Empfindlichkeit der Regelung spielen die Abweichungen der Modellfehler bei hohen Frequenzen somit keine Rolle.

Um das gyroskopische Verhalten im Modell abzugleichen, wird der Rotor mit dem Proben-Dummy auf 30.000 U/min beschleunigt und dabei die Rotorauslenkung aufgezeichnet. Abbildung 6.7 zeigt die gemessene Rotorauslenkungen während dieses Beschleunigungsvorganges. Die Auslenkung wird hierbei für jeden Zeitpunkt über das quadratische Mittel des x - und y -Wertes berechnet. Wie bereits in Abschnitt 5.2 beschrieben, werden die Reglerparameter für hohe Drehzahlen umgeschaltet. Bei der gezeigten Messung wird der Vormagnetisierungsstrom der radialen Magnetlager bei 6.000 U/min von 7,6 A auf 4,3 A und der Verstärkungsfaktor des D-Anteils der Positionsregler um 36 % reduziert.²⁹ Das Umschalten ist bei der Wellenauslenkung als Sprung erkennbar. Während der Messung ist die Drehzahlvorgabe für die PSM eine konstante Beschleunigungsrampe von 0 auf 30.000 U/min in 700 s, was einer Beschleunigung von $4,49 \text{ rad/s}^2$ entspricht.³⁰ Diese wird vom Umrichter aufgrund des geberlosen Betriebs nur oberhalb von 3.500 U/min einhalten (vgl. Abschnitt 4.2.2), darunter liegt eine nahezu konstante Beschleunigung von $2,21 \text{ rad/s}^2$ vor. Eine langsamere Beschleunigung ist bei dem experimentell eingestellten Regler nicht möglich, da es sonst zu einem zu starken Aufschwingen der ersten Gleichlaufeligenform beim Durchfahren der ersten kritischen Drehfrequenz kommt. Für den Modellabgleich ist eine möglichst langsame Drehzahlsteigerung erwünscht, damit sich quasi-stationäre Zustände einstellen. Dies ist hier entsprechend nur für die höherfrequenten EF gegeben.

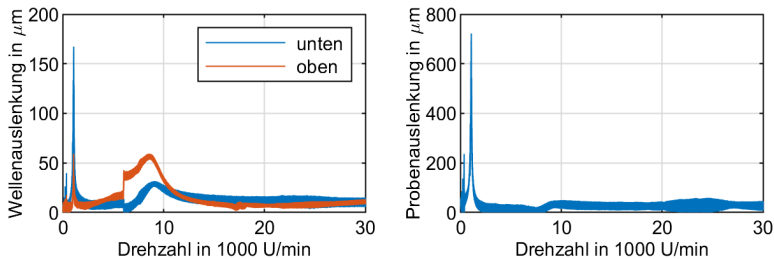


Abbildung 6.7: Rotorauslenkung bei einer Beschleunigung des Rotors auf 30.000 U/min mit Proben-Dummy; links: am oberen und unteren Wellenende gemessene Auslenkung; rechts: Auslenkung der Probe

In den Verläufen in Abbildung 6.7 treten zwei kleinere Überhöhungen bei 205 U/min und

²⁹ Um ein wiederholtes Umschalten bei kleinen Drehzahlschwankungen zu verhindern, unterscheiden sich die Umschaltunkte beim Beschleunigen und Abbremsen des Rotors. Bei steigender Drehzahl wird der Regler bei 6.000 U/min umgeschaltet. Das Zurückschalten auf die ursprünglichen Reglerparameter erfolgt bei einer Unterschreitung von 4.800 U/min (vgl. Abschnitt 5.2).

³⁰ Im zyklischen Dauerlaufbetrieb erfolgt die Beschleunigung von 15.000 U/min auf 30.000 U/min in 15 s, was einer Beschleunigung von $104,72 \text{ rad/s}^2$ entspricht.

335 U/min auf. Hier werden die Starrkörper-eigenformen des Stators angeregt. Die höchste Spitze tritt beim Durchfahren der ersten Gleichlaufeigenfrequenz des Rotors bei 1.020 U/min auf. Die maximal zulässige Auslenkung von 0,2 mm an der Welle und 2 mm an der Probe werde dabei nicht erreicht. Nach dem Sprung durch die Reglerumschaltung ist die nächste Überhöhung die Durchfahrt der dritten kritischen Drehfrequenz des Rotors. Die zweite ist im Verlauf nicht erkennbar. Oberhalb von 10.000 U/min treten keine nennenswerten Überhöhungen mehr bei den Auslenkungen auf. Zwischen 20.000 U/min und 27.000 U/min tritt jedoch eine niederfrequente Schwingung der Probe auf. Diese ist darauf zurückzuführen, dass bei 5,6 Hz die erste Gegenlaufeigenfrequenz des Rotors auf eine Starrkörper-eigenfrequenz des Stators trifft.

Um die Änderungen der verschiedenen Eigenfrequenzen in Form von Campbell-Diagrammen sichtbar zu machen, wird mittels Fast Fourier Transform (FFT) das Amplitudenspektrum der Auslenkung für verschiedene Drehzahlen bestimmt. Die FFT wird jeweils über 2^{15} Messpunkte durchgeführt, was einem Zeitfenster von 0,82 s entspricht. Oberhalb von 3500 U/min tritt innerhalb dieses Zeitfensters eine mittlere Drehzahländerung von 35 U/min auf. Die Drehzahl wird innerhalb eines Zeitfensters daher näherungsweise als konstant angesehen. Die Campbell-Diagramme der Wellenauslenkung sind in Abbildung 6.8 dargestellt.

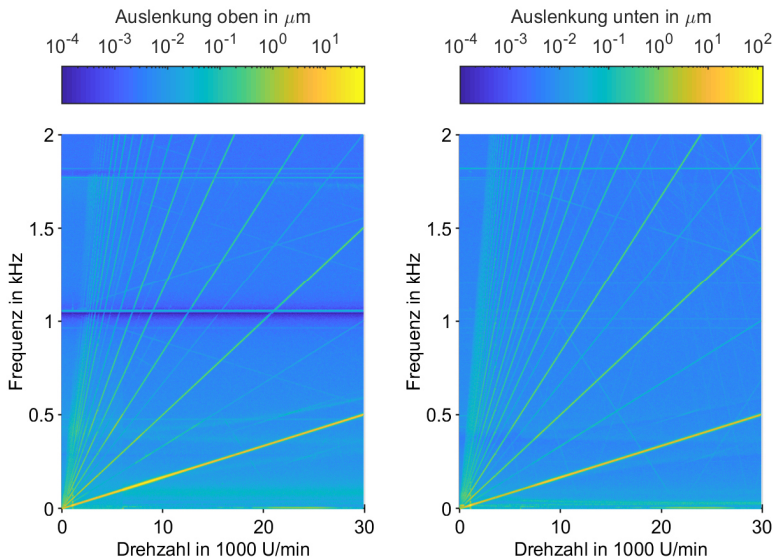


Abbildung 6.8: Gemessene Campbell-Diagramme des Rotors mit Proben-Dummy; links: Messung am oberen Wellenende; rechts: Messung am unteren Wellenende

Die größten Auslenkungen treten drehzahlsynchron auf und verlaufen entsprechend als Gerade von 0 Hz bis 500 Hz. Die höherharmonischen Auslenkungen, die ebenfalls bei 0 Hz starten aber

ein ganzzahliges Vielfaches der Steigung besitzen, sind primär auf Unebenheiten der Sensorspur auf dem Rotor zurückzuführen. Dies zeigt sich daran, dass insbesondere ungerade vielfach der Drehzahl auftauchen. Die geradzahliges Vielfachen werden durch die differenzielle Anordnung der Positionsensoren kompensiert. Bei der Auslenkung am oberen Wellende ist bei 1.040 Hz der Kerbfilter zu sehen. Die Eigenfrequenzen des Rotors zeichnen sich schwach als gekrümmte Linien ab. Um die Eigenfrequenzen deutlicher hervorzuheben, wird die Messung wiederholt, wobei künstliches Rauschen auf U_d gegeben wird. Dies führt zu einer zusätzlichen Anregung der EF. Das so erhaltene Campbell-Diagramm der Auslenkung am unteren Wellende ist in Abbildung 6.9 dargestellt. Der untere Frequenzbereich bis 500 Hz ist in Abbildung 6.10 vergrößert dargestellt. Unterhalb von 6.000 U/min sind die Eigenfrequenzen aufgrund der hohen Dämpfung verschwommen. Durch die Rauschanregung zeigen sich oberhalb von 6.000 U/min sowohl die Gleichlauf- als auch die Gegenlaufeigenfrequenzen. In den rechten Abbildungen sind zusätzlich die mittels des Modells berechneten Eigenfrequenzen des Rotors abgebildet. Bis 500 Hz stimmen die Eigenfrequenzverläufe nahezu mit der erkennbaren Genauigkeit überein (siehe Abbildung 6.10). Die Eigenfrequenz bei 1.060 Hz (für $\Omega = 0$) wird hingegen vom Modell 30 Hz niedriger berechnet. Diese EF hat wegen dem eingesetzten Kerbfilter keinen großen Einfluss auf den Betrieb, was sich auch an der geringen Amplitude im Campbell-Diagramm zeigt. Die Abweichung bei dem obersten dargestellten Eigenfrequenzpaar ist ähnlich, aber auch diese hat, wegen ihres großen Abstands zum Betriebsbereich, keinen großen Einfluss auf den Betrieb. Das erstellte Modell wird folglich als ausreichend genau für die Reglerauslegung eingeschätzt.

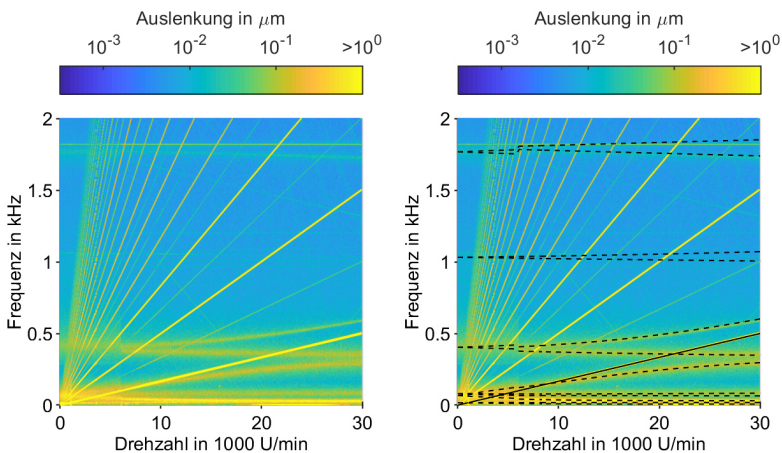


Abbildung 6.9: Vergleich zwischen dem gemessenem und simuliertem Campbell-Diagramm; links sind die am unteren Magnetlager gemessenen Auslenkungen dargestellt; rechts sind die berechneten Eigenfrequenzen als gestrichelte Linien mit dargestellt, drehzahlsynchrone Schwingungen sind als durchgezogene Linie gekennzeichnet

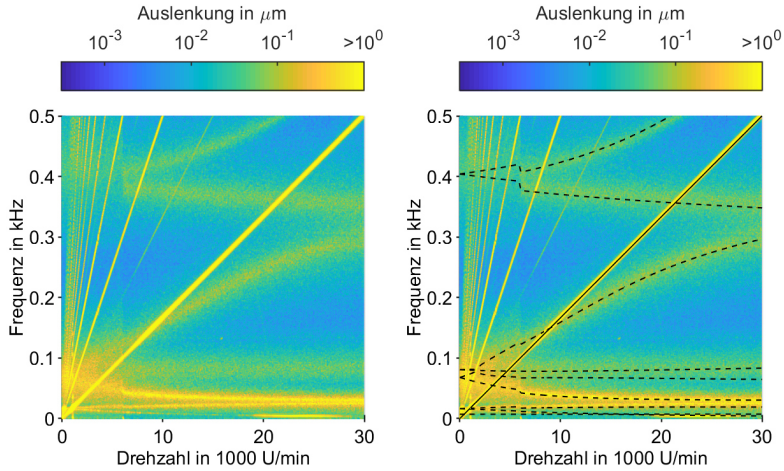


Abbildung 6.10: Unterer Frequenzbereich der gemessenen und simulierten Campbell-Diagramme; links sind die am unteren Magnetlager gemessenen Auslenkungen dargestellt; rechts sind die berechneten Eigenfrequenzen als gestrichelte Linien mit dargestellt, drehzahlsynchrone Schwingungen sind als durchgezogene Linie gekennzeichnet

6.3 Reglerentwurf anhand der \mathcal{H}_∞ -Norm

Bei der modellbasierten Reglerauslegung wird die Strecke aus Abbildung 6.1 betrachtet. Zur Skalierung und Berücksichtigung von Auslegungszielen (vgl. Abschnitt 3.4), wird die Strecke mit den Eingangswichtungsmatrizen $\mathbf{W}_{F_{Un}}$, \mathbf{W}_{U_d} und \mathbf{W}_n sowie die Ausgangswichtungsmatrizen $\mathbf{W}_{\Delta q}$, \mathbf{W}_l und \mathbf{W}_U erweitert zu der gewichteten Strecke \mathcal{P}_W (siehe Abbildung 6.11). Die gewichteten Eingänge \underline{F}_{Un} , \underline{U}_d und \underline{n} von \mathcal{P}_W werden zum Eingang \mathbf{w} und die gewichteten Ausgänge $\underline{\Delta q}$, \underline{l} und \underline{U} zum Ausgang \mathbf{z} zusammengefasst. In \mathbf{w} sind alle Größen zusammengefasst durch die die Strecke angeregt bzw. gestört werden kann. Die Größen in \mathbf{z} dienen der Bewertung des Streckenverhaltens im Modell. Der Eingang \mathbf{u} und der Ausgang \mathbf{y} werden zur Regelung der Strecke verwendet. Die Strecke \mathcal{P}_W kann so in der Form (vgl. [51, 91])

$$\begin{bmatrix} \mathbf{z}(s) \\ \mathbf{y}(s) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathcal{P}_{zw}(s) & \mathcal{P}_{zu}(s) \\ \mathcal{P}_{yw}(s) & \mathcal{P}_{yu}(s) \end{bmatrix}}_{\mathcal{P}_W(s)} \begin{bmatrix} \mathbf{w}(s) \\ \mathbf{u}(s) \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

dargestellt werden.

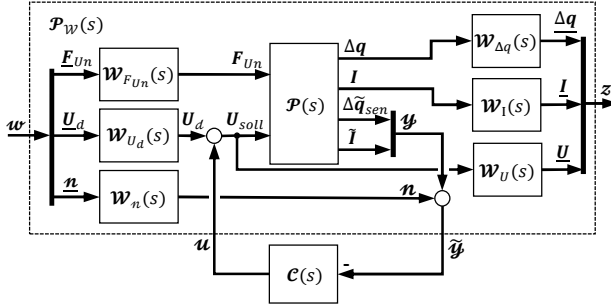


Abbildung 6.11: Verallgemeinerte Strecke

Ziel der Reglerauslegung ist es für die Ausgangsrückführung

$$u(s) = -C(s)\tilde{y}(s) \quad (6.9)$$

den Regler $C(s)$ zu finden, der die geschlossene Strecke stabilisiert und für den die \mathcal{H}_∞ -Norm der Übertragungsfunktionsmatrix $G_{zw}(s)$ der geschlossenen Strecke von w zu z minimal ist, wobei

$$G_{zw}(s) = P_{zw}(s) - P_{zu}(s)C(s)\left(I + P_{yu}(s)C(s)\right)^{-1}P_{yw}(s) \quad (6.10)$$

ist (vgl. [91]). Die Bestimmung des Reglers der $\|G_{zw}\|_\infty$ minimiert erfolgt iterativ. Hierzu wird eine obere Schranke γ festgelegt und die Regler bestimmt, die

$$\|G_{zw}(s)\|_\infty < \gamma \quad (6.11)$$

erfüllen [94]. γ wird dann schrittweise verringert, bis keine zulässige Lösung mehr gefunden wird. Das kleinste $\gamma = \gamma_{min}$, für das eine zulässige Lösung gefunden wird, beschreibt die Güte des so berechneten \mathcal{H}_∞ -Reglers. Über die Wichtungsmatrizen ist P_w so skaliert, dass alle Anforderungen an die Reglerauslegung erfüllt sind, wenn $\gamma_{min} < 1$ gilt. Für die Bestimmung des Reglers der (6.11) erfüllt existieren verschieden Verfahren für die bspw. auf [94, 173, 174] verwiesen sei. In dieser Arbeit wird für die Berechnung des Reglers auf die *Robust Control Toolbox* in *MATLAB* zurückgegriffen (siehe [175]).

Die Ordnung des \mathcal{H}_∞ -Reglers entspricht mindestens der Ordnung von P_w . Um die Reglerordnung niedrig zu halten sollte das Streckenmodell mittels eines geeigneten Verfahrens reduziert werden. P besitzt eine Systemordnung von 120. Damit das Systemverhalten bis 1 kHz abgebildet werden

kann, wird mindestens eine Ordnung von 40 benötigt³¹. Zu dieser kommt noch die Ordnung der Wichtungsfunktionen hinzu. Die Ordnung ist für eine sinnvolle Implementierung auf dem FPGA zu hoch, weshalb eine anschließende Ordnungsreduktion des Reglers notwendig ist. In dieser Arbeit wird stattdessen die Struktur des Reglers vorgegeben und nur die Reglerparameter optimiert. Die Zielfunktion ist hierbei weiterhin die \mathcal{H}_∞ -Norm von \mathcal{P}_w . Die Optimierung erfolgt mit der Funktion *hifstuct* in *MATLAB*, die auf [176] basiert. Vorteile dieses Vorgehens sind eine leichte Implementierung durch eine geringe Reglerordnung und der einhergehende geringe Berechnungsaufwand bei der Regelung. Durch die übersichtliche Anzahl an Parametern ist des Weiteren eine experimentelle Anpassung dieser bei der Inbetriebnahme möglich. Nachteilig ist hingegen, dass bei der Optimierung lokale Minima und das globale Minimum nicht unterschieden werden können, sodass ein mehrfaches Durchführen der Optimierung mit unterschiedlichen Startwerten notwendig ist um gute Ergebnisse zu erzielen. Der Abstand zum globalen Optimum kann nicht bewertet werden.³²

Die unbeschränkte \mathcal{H}_∞ -Optimierung findet unter einigen schwachen Voraussetzungen an das System (siehe bspw. [94, 102]) immer einen stabilisierenden Regler. Dies ist unter einer Strukturbeschränkung nicht mehr gegeben. Daher ist eine sinnvolle Wahl der Reglerstruktur notwendig. Für den Dauerlaufprüfstand ist bereits bekannt, dass ein dezentraler PID-Positionsregler mit untergeordnetem PI-Stromregler zur Stabilisierung des Systems ausreicht. Um diese übersichtliche Struktur beizubehalten, aber der Optimierung mehr Freiheitsgrade zur Verfügung stellen zu können, wird die dezentrale Struktur um eine Kopplung des oberen Lagers mit dem unteren Lager erweitert. Die erweiterte Reglerstruktur ist für die x -Richtung in Abbildung 6.12 gezeigt. Die Spannung für die Steuerspule für das obere Lager $U_{soll,o,x}$ wird aus der am oberen und unteren Wellenende gemessenen Auslenkung \tilde{x}_o und \tilde{x}_u sowie dem an dieser Spule gemessenen Steuerstroms $\tilde{I}_{s,o,x}$ berechnet. Entsprechend wird die Spannung für die Steuerspule des unteren Lagers $U_{soll,u,x}$ bestimmt. Zur Kopplung der beiden Lager wird eine PD-Regler verwendet. Jeder D-Anteil der Struktur ist hierbei um einen TP 1. Ordnung erweitert, um die Verstärkung von hochfrequentem Rauschen zu mindern. Im PI-Stromregler ist wie bei der dezentralen Regelung ein TP und zwei Kerbfilter inbegriffen. Die Reglerstruktur für die y -Richtung ist gleich aufgebaut. Um die Forderung $\|\mathcal{G}_{zw}\|_\infty < 1$ zu erfüllen, wird während der Optimierung die Verstärkungsfaktoren der P-, I- und D-Anteile sowie die Eckfrequenzen der TP angepasst. Bei den Verstärkungsfaktoren der PD-Koppelregler werden sowohl positive als auch negative Werte zugelassen, alle anderen Parameter werden über Randbedingungen in der Optimierung auf positive Werte beschränkt. Die Kerbfilter werden fest vorgegeben.

³¹ Bei Reduktion mittels balancierten Abschneidens (Funktion *balred* in *MATLAB*)

³² Mit diesen starken Einschränkungen ist das Vorgehen als ein Parametertuning zu verstehen. Aufgrund der dahinterstehenden Minimierung wird der Begriff der Optimierung im Folgenden aber beibehalten.

der Aktoren verhindert, können so auch rotorseitige Verluste eingeschränkt werden. Die verwendeten Wichtungsmatrizen sind

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_l(s) &= I_B^{-1} \frac{(s + \omega_{w,l,2}) \omega_{w,l,1}}{(s + \omega_{w,l,1}) \omega_{w,l,2}} \mathbf{j} \\ \text{und } \mathbf{w}_u(s) &= k_{w,u} U_{max}^{-1} \frac{(s + \omega_{w,u,2}) \omega_{w,u,1}}{(s + \omega_{w,u,1}) \omega_{w,u,2}} \mathbf{j}. \end{aligned} \quad (6.13)$$

Werden die Stellgrößenbeschränkungen I_B bzw. U_{max} erreicht, tritt ein nichtlineares Streckenverhalten auf. Bei Experimenten am betrachteten System führt insbesondere das Erreichen der Spannungsbegrenzung zu starken Rotorschwingungen. Um diese im Betrieb zu verhindern ist in (6.13) der Sicherheitsfaktor $k_{w,u} = 1,2$ berücksichtigt. Bei Sättigung des Stroms reagiert das System in Experimenten unkritischer, weshalb hier kein Sicherheitsfaktor vorgesehen ist. Die untere Eckfrequenz beim Strom $\omega_{w,l,2}$ wird mit 500 Hz gleich $\Omega_{Betr,max}$ gewählt. Bei der Spannung wird die untere Eckfrequenz $\omega_{w,u,2}$ mit 600 Hz etwas höher festgelegt. Die oberen Eckfrequenzen $\omega_{w,u,1}$ und $\omega_{w,l,1}$ sind in beiden Fällen 5 kHz, sodass das die Wichtung nach (6.13) bei hohen Frequenzen 20 dB betragen.

Sensorrauschen

Die Eingänge für das Sensorrauschen werden mit dem gemessenen Rauschen am Prüfstand skaliert. Hierfür wird die Standardabweichung der Signale bei ausgeschaltetem Verstärker gemessen. Diese ist bei den Stromsensoren $n_{l,max} = 0,23$ mA und bei den Positionssensoren $n_{\Delta q,max} = 0,33$ μ m. Um die Anregung hochfrequenter EF weiter zu reduzieren, wird für hohe Frequenzen eine Verstärkung des Rauschens von 10 dB angenommen (vgl. [156]). Die Wichtungsmatrizen sind

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{n,l}(s) &= n_{l,max} \frac{3s + 3\omega_{w,n}}{s + 3\omega_{w,n}} \mathbf{j} \\ \text{und } \mathbf{w}_{n,\Delta q}(s) &= n_{\Delta q,max} \frac{3s + 3\omega_{w,n}}{s + 3\omega_{w,n}} \mathbf{j}, \end{aligned} \quad (6.14)$$

wobei die Eckfrequenz $\omega_{w,n}$ hier 600 Hz ist.

Störspannung

Über den Eingang U_d können indirekt verschiedene Störungen abgebildet werden. Die Berücksichtigung von Eingangsstörungen hat des Weiteren numerischer Vorteile bei der Regelauslegung

(siehe [18, 103, 178]). Zur experimentellen Bestimmung von Übertragungsfunktionen werden gewöhnlich künstlich Erregersignale in die Stellgröße, hier also die Spannung, eingebracht. Damit das System durch diese nicht destabilisiert wird, wird in Anlehnung an [58] eine Störspannung mit einer maximalen Amplitude $U_{d,max}$ von 2 % von U_{max} in der Reglerauslegung berücksichtigt. Die Wichtungsmatrix ist

$$\mathbf{W}_{U_d} = U_{d,max} \mathbf{I}. \quad (6.15)$$

Unwucht

Die Unwucht des Rotors wird als diskrete Unwuchten an den vier in Abbildung 6.13 hervorgehobenen Knoten im Modell abgebildet.

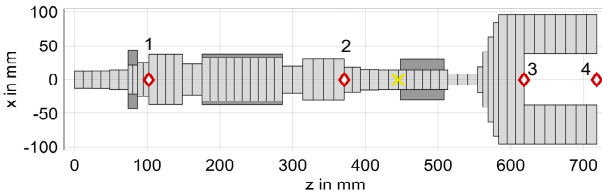


Abbildung 6.13: Axiale Positionen der diskreten Unwuchten im Rotormodell mit Probendummy

An den Knoten 1 und 2 sind Wuchtebenen am Rotor und an Knoten 3 und 4 am Dummy vorgesehen. Entsprechende Wuchtebenen bestehen auch an den KFKV-Proben. Bei dieser Positionierung der Unwuchten im Modell kann durch diese jede der vier in Abbildung 4.29 gezeigten EF angeregt werden. Höherfrequente EF sollten im Betriebsbereich durch Unwucht nicht angeregt werden. An jedem dieser Knoten wird die Unwucht dargestellt über ein externes, harmonisches Kräftepaar $F_{Un,i,x}$ und $F_{Un,i,y}$, wobei $F_{Un,i,x}$ in die radiale x -Richtung und $F_{Un,i,y}$ in die radiale y -Richtung wirkt. Die Kräfte ergeben sich zu

$$\begin{aligned} F_{Un,i,x} &= m_i \epsilon_i \Omega^2 \cos(\Omega t + \varphi_{Un,i}) \\ \text{und } F_{Un,i,y} &= m_i \epsilon_i \Omega^2 \cos(\Omega t + \varphi_{Un,i} - \pi/2), \end{aligned} \quad (6.16)$$

wobei m_i die Masse und ϵ_i die Exzentrizität mit der Winkellage $\varphi_{Un,i}$ des jeweiligen Rotorabschnitts ist. Bei einer positiven Drehung eilt $F_{Un,i,y}$ $F_{Un,i,x}$ immer 90° hinterher. Diese feste Phasenverschiebung geht verloren, wenn $F_{Un,i,x}$ und $F_{Un,i,y}$ als Eingänge bei der \mathcal{H}_∞ -Optimierung verwendet werden. Die Eingänge \mathbf{F}_{Un} von \mathcal{P}_W werden daher mit

$$\hat{F}_{Un,i,x} = \hat{F}_{Un,i,y} = \frac{m_i \epsilon_i \Omega^2}{2} \quad (6.17)$$

skaliert, sodass bei jeder relativen Phasenlage

$$F_{Un,i,x} + F_{Un,i,y} \leq m_i \epsilon_i \Omega^2 \quad (6.18)$$

gilt. Die Anregung durch die Unwucht steigt quadratisch mit der Drehfrequenz, wobei die maximale Anregungsfrequenz gleich $\Omega_{Betr,max}$ ist. Bei höheren Frequenzen tritt im Betriebsbereich keine Erregung durch die Unwucht auf. Um diesen Verlauf anzunähern wird nach [51] der quadratische Anstieg um einen TP erweitert, der die Erregeramplitude für hohe Frequenzen wieder abfallen lässt. Die Wichtungsmatrix für \mathbf{F}_{Un} ist

$$\mathbf{w}_{F_{Un}}(s) = \frac{k_{W,F_{Un}} \Omega_{Betr,max}^2 s^2}{(s + \Omega_{Betr,max})^2} \frac{\omega_{F_{Un},Tp}^4}{(s + \omega_{F_{Un},Tp})^4} \text{diag} \left(\frac{m_i \epsilon_i}{2} \right). \quad (6.19)$$

Die Eckfrequenz des TP $\omega_{F_{Un},Tp}$ wird hier mit 60 kHz festgelegt. Damit trotz des TP die Amplitude bei maximaler Drehzahl übereinstimmt, ist hier der Faktor $k_{W,F_{Un}} = 3$ berücksichtigt. Die Unwuchten $m_i \epsilon_i$ werden hierfür aus den Restunwuchten der Wuchtläufe der Welle und des Rotors inklusive Dummy abgeschätzt und sind in Tabelle 6.4 zusammengefasst.

Tabelle 6.4: Abgeschätzte diskrete Unwuchten des Rotors

Knoten	1	2	4	5
Unwucht $m_i \epsilon_i$	4,5 gmm	3,7 gmm	53,0 gmm	90,8 gmm

Empfindlichkeit

Zur Bewertung der Empfindlichkeitsübertragungsfunktion \mathcal{S} , müssen die Ausgänge \mathbf{z} von \mathcal{P}_W nach Abbildung 6.11 um $\tilde{\mathbf{y}}_{\Delta q}$ erweitert werden, wobei es sich um die mit Rauschen $\mathbf{n}_{\Delta q}$ überlagerten gemessenen Rotorpositionen

$$\tilde{\mathbf{y}}_{\Delta q} = \Delta \tilde{\mathbf{q}}_{sen} + \mathbf{n}_{\Delta q} \quad (6.20)$$

handelt. \mathcal{S} ist die Übertragungsfunktionsmatrix von $\mathbf{n}_{\Delta q}$ zu $\tilde{\mathbf{y}}_{\Delta q}$. Um \mathcal{S} auf eine maximale Überhöhung von 12 dB zu beschränken, muss für die Reglerauslegung $n_{\Delta q,max}$ (vgl. (6.14)) von 0,23 μm um das 160-fache auf 36,8 μm erhöht werden, wenn $\tilde{\mathbf{y}}_{\Delta q}$ wie auf die maximale Rotorauslenkung

von 0,2 mm skaliert wird. Aufgrund dieser starken Anregung wird die Reglerauslegung sehr konservativ. Um dies zu verhindern wird ausgenutzt, dass bei der strukturbeschränkten Regleroptimierung die anzupassenden Parameter mehrfach verwendet werden können. Neben \mathcal{P}_w nach Abbildung 6.11 wird zur Bewertung von \mathcal{S} eine weitere gewichtete Strecke $\mathcal{P}_{w,s}$ eingeführt (siehe Abbildung 6.14). Diese besitzt zur Bewertung von \mathcal{S} die Eingänge $\underline{n}_{\Delta q}$ und die Ausgänge $\tilde{y}_{\Delta q} \cdot \underline{n}_{\Delta q}$ wird zur Beschränkung von \mathcal{S} mit \mathcal{W}_s gewichtet, sodass

$$\underline{n}_{\Delta q} = \mathcal{W}_s(s) \underline{n}_{\Delta q} \quad (6.21)$$

gilt. \mathcal{P} und \mathcal{C} stimmen bei \mathcal{P}_w und $\mathcal{P}_{w,s}$ überein. Bei der Optimierung wird der Regler \mathcal{C} gesucht, für den mit

$$\left\| \begin{bmatrix} \mathcal{G}_{zw}(s) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathcal{W}_s(s)\mathcal{S}(s) \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < \gamma \quad (6.22)$$

γ minimal wird, wobei weiterhin $\gamma_{min} < 1$ gefordert wird. Hierbei ist \mathcal{G}_{zw} die Übertragungsfunktionsmatrix des geschlossenen Regelkreises von \mathcal{P}_w nach (6.10). \mathcal{S} wird anhand des geschlossenen Regelkreises von $\mathcal{P}_{w,s}$ berechnet. Der Regler \mathcal{C} und seine Parametrisierung stimmen für beide Übertragungsfunktionen überein. Da hier keine unerwünschten Kopplungen zwischen \mathcal{G}_{zw} und \mathcal{S} berücksichtigt werden, ist der entworfene Regler weniger konservativ.

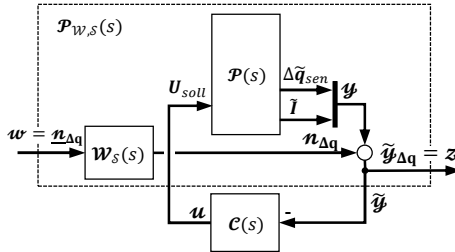


Abbildung 6.14: Streckenmodell zur Bewertung der Empfindlichkeitsübertragungsfunktion

Gewöhnlich wird für \mathcal{S} ein niedriger Betrag bei niedrigen Frequenzen gefordert (vgl. Abschnitt 3.4), dies ist hier aufgrund der niederfrequenten ersten EF (vgl. Abbildung 6.6) kaum umsetzbar. Daher wird die Wichtungsmatrix \mathcal{W}_s konstant zu

$$\mathcal{W}_s = 10^{-0,6} \mathbf{I} \quad (6.23)$$

gewählt, sodass $\|\mathcal{W}_s \mathcal{S}\|_{\infty} < 1$ ist, sofern $\|\mathcal{S}\|_{\infty} < 12$ dB gilt.

Modellunsicherheit

Die Auslegung des Reglers erfolgt für eine feste Drehzahl. Der zyklischen Änderung der Drehzahl im Betrieb gehen aufgrund der Gyroskopie starke Änderungen des dynamischen Streckenverhaltens einher. Diese sollen hier in Form einer additiven Modellungenauigkeit in der Reglerauslegung berücksichtigt werden. Um die Robustheit der Regelung gegen die Modellungenauigkeit zu bewerten, wird die Übertragungsfunktionsmatrix \mathbf{G}_{Ud} von den Ausgangsstörungen \mathbf{d} zum Streckeneingang \mathbf{U}_{soll} bei geschlossenem Regelkreis betrachtet. Um wie bei \mathcal{S} unerwünschte Kopplungen der Übertragungsfunktionen zu vermeiden wird eine dritte Strecke $\mathcal{P}_{w\Delta}$ eingeführt (vgl. Abbildung 6.15), die weiterhin vom selben Regler \mathcal{C} stabilisiert wird, aber nur der Berechnung von \mathbf{G}_{Ud} dient. Zur Bewertung von \mathbf{G}_{Ud} wird die Wichtung $\Delta\tilde{\mathcal{P}}_a$ eingeführt. Diese stellt eine obere Schranke der Modellunsicherheit dar. Das gestörte System bleibt stabil, solange $\|\Delta\tilde{\mathcal{P}}_a \mathbf{G}_{Ud}\|_\infty < 1$ gilt (vgl. Abschnitt 3.4). Das Ziel der Reglerauslegung ist es nun den Regler \mathcal{C} zu finden, für den mit

$$\left\| \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{zw}(s) & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{w}_s \mathcal{S}(s) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \Delta\tilde{\mathcal{P}}_a(s) \mathbf{G}_{Ud}(s) \end{bmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad (6.24)$$

die Schranke γ minimal wird, wobei der erreichte Wert $\gamma_{min} < 1$ sein muss.

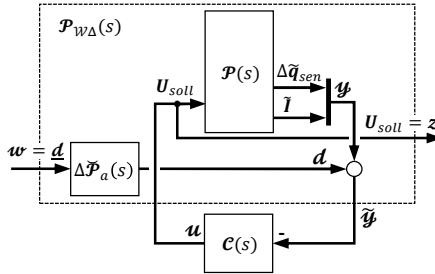


Abbildung 6.15: Streckenmodell zur Bewertung der Robustheit gegen additive Modellfehler

Um eine obere zulässige Schranke für \mathbf{G}_{Ud} festzulegen, muss eine obere Schranke des Modellfehlers festgelegt werden. Hierfür werden die Differenzen zwischen den Übertragungsfunktionen des Streckenmodells $\mathcal{P}(j\omega, \Omega_0)$ bei der Auslegungsdrehfrequenz Ω_0 und des Streckenmodells $\mathcal{P}(j\omega, \Omega_i)$ bei der Drehfrequenz Ω_i bestimmt. Dies wird für verschiedene Ω_i wiederholt. Die Wichtungsfunktion $\Delta\tilde{\mathcal{P}}_a$ wird dann als eine frequenzabhängige obere Schranke des Betrags der Differenzen gewählt. Im Rahmen der \mathcal{H}_∞ -Optimierung wird durch dieses Vorgehen die Auswirkung der Fehler jedoch überschätzt. Daher wird zusätzlich der Korrekturfaktor $k_{w\Delta}$ eingeführt. $\Delta\tilde{\mathcal{P}}_a$ ergibt sich dann zu

$$\Delta \check{\mathcal{P}}_a(j\omega) > k_{w,\Delta} \max_{\Omega_i} (|\mathcal{P}(j\omega, \Omega_i) - \mathcal{P}(j\omega, \Omega_0)|), \quad (6.25)$$

wobei $k_{w,\Delta} < 1$ ist. Die Bestimmung von $k_{w,\Delta}$ erfolgt iterativ. Hierfür wird die Reglerauslegung für verschiedene $k_{w,\Delta,i}$ durchgeführt. Bei jedem so berechneten Regler wird $\|\mathcal{G}_{zw}\|_\infty$ für verschiedene Drehzahlen im Betriebsbereich bestimmt. Das $k_{w,\Delta,i}$ bei dem der maximale Wert $\|\mathcal{G}_{zw}\|_\infty$ über der Drehzahl minimal ist, wird als $k_{w,\Delta}$ in (6.25) verwendet.

6.4 Experimentelle Erprobung des Reglers

Mit dem zuvor beschriebenen Verfahren werden für verschiedene Vormagnetisierungsströme Regler ausgelegt. Als Auslegungsdrehfrequenz wird hier $\Omega = 0$ verwendet. Mit den zuvor beschriebenen Wichtungen kann jedoch kein Regler mit $\gamma < 1$ gefunden werden, weshalb der Grenzwert der Empfindlichkeitsübertragungsfunktion auf 13 dB erhöht wird. Mit dieser Anpassung ist der niedrigste Vormagnetisierungsstrom für den ein zulässiger Regler gefunden wird $I_B = 4$ A. Dieser wird am Prüfstand implementiert und getestet. Die gemessenen und simulierten Empfindlichkeitsübertragungsfunktionen des mit $I_B = 4$ A berechneten strukturbeschränkten \mathcal{H}_∞ -Reglers sind in Abbildung 6.16 dargestellt. Die für den Betrag der Empfindlichkeit angepasste Grenze von 13 dB wird im Modell am unteren Magnetlager bei 7 Hz erreicht. In der Messung wird dieser Wert nicht erreicht, wobei die Kohärenz der Messung in diesem Frequenzbereich aber niedrig ist. Am oberen Lager ist der Betrag sowohl des Modells als auch der Messungen unter der in ISO 14839-3 [101] geforderten Grenze von 12 dB. Der maximale Betrag des Modells mit dem experimentell eingestellten, dezentralen Regler liegt bei 20 dB (vgl. Abbildung 6.6), sodass die Reduktion auf 13 dB eine deutliche Verbesserung darstellt.

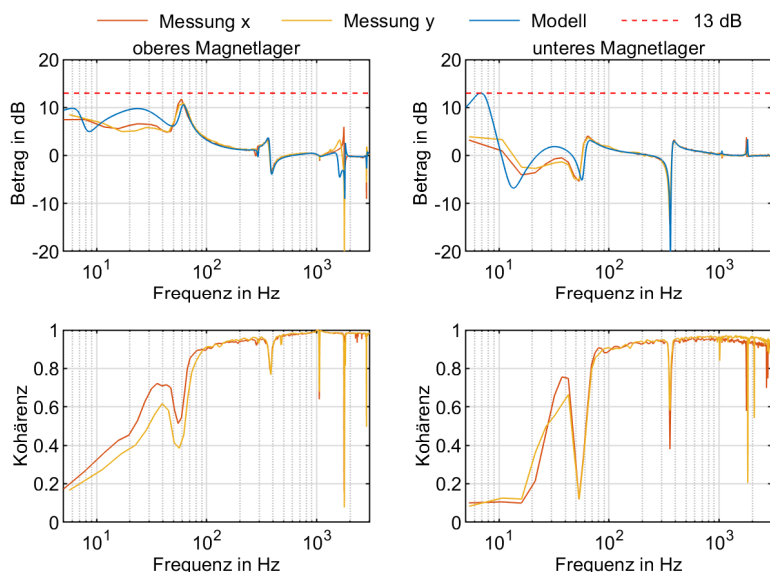


Abbildung 6.16: Empfindlichkeitsübertragungsfunktion mit strukturbeschränktem \mathcal{H}_∞ -Regler mit einem Vormagnetisierungsstrom von 4 A

Einen experimentellen Vergleich zwischen dem experimentell eingestellten, dezentralen Regler und dem strukturbeschränkten \mathcal{H}_∞ -Regler ist in Abbildung 6.17 dargestellt. Gezeigt sind jeweils die Beträge der Wellen- und Probenauslenkungen sowie Strom und Spannung der Steuerspulen während einer Beschleunigung des Rotors von 0 auf 30.000 U/min. Bei den Auslenkungen und den Strömen handelt es sich jeweils um das für jeden Zeitpunkt berechnete quadratische Mittel des gemessenen x - und y -Wertes. Die dargestellte Spannung ist aus der vom Regler vorgegebenen Pulsweite berechnet. Aufgrund von Beschränkungen bei der Datenaufzeichnung handelt es sich hierbei jeweils um den Betrag des x -Wertes. Die Werte von Spannung und Strom schwanken vergleichsweise stark, weshalb zur Übersichtlichkeit jeweils über ein Zeitfenster von 0,82 s (2^{15} Messwerte) gemittelte Werte dargestellt sind. Im Folgenden wird der experimentell eingestellte Regler verkürzt als dezentraler Regler und der strukturbeschränkte \mathcal{H}_∞ -Regler als zentraler Regler bezeichnet. Bei der Messung mit dezentraler Regelung handelt es sich um die Messung die bereits in Abbildung 6.7 und Abbildung 6.8 gezeigt ist. Der Vormagnetisierungsstrom wird hier oberhalb von 6.000 U/min von 7,6 A auf 4,3 A umgeschaltet und der D-Anteil der Positionsregler um 36 % reduziert. Beim zentralen Regler sind alle Parameter konstant und der Vormagnetisierungsstrom beträgt 4 A. In Tabelle 6.5 sind die Mittelwerte und Standardabweichungen der Größen im Betriebsbereich zwischen 15.000 U/min und 30.000 U/min aufgeführt.

Die Auslenkungen am unteren Wellenende und der Probe sind bei der Durchfahrt der ersten kritischen Drehfrequenz des Rotors $\Omega_{krit,1}$ beim dezentralen Regler deutlich höher als beim zentralen. Insbesondere bleiben sie mit dem zentralen Regler beschränkt, wenn die Drehfrequenz konstant bei $\Omega_{krit,1}$ gehalten wird. Bei der dritten kritischen Drehfrequenz $\Omega_{krit,3}$ sind die Auslenkungen beim zentralen Regler höher als beim dezentralen. Im Betriebsbereich oberhalb von 15.000 U/min sind für beide Regler die Auslenkungen vergleichbar niedrig (vgl. Tabelle 6.5). Die niederfrequente Schwingung der Probe zwischen 20.000 U/min und 27.000 U/min beim dezentralen Regler (vgl. Abschnitt 6.1) tritt beim zentralen Regler nicht auf. Mit der hohen Probenauslenkung bei $\Omega_{krit,1}$ geht am unteren Radiallager mit dezentraler Regelung ein hoher Steuerstrom einher. Dieser tritt bei der zentralen Regelung nicht auf, was primär auf die geringe Auslenkung der Probe zurückzuführen ist. Bei der Durchfahrt von $\Omega_{krit,3}$ ist der maximale Steuerstrom bei beiden Reglern vergleichbar. Beim zentralen Regler beschränkt sich die Spitze jedoch auf einen schmalen Drehzahlbereich. Im Betriebsbereich ist der Steuerstrom am unteren Lager für beide Regler nahezu gleich, beim oberen ist er beim zentralen Regler 44 % niedriger (vgl. Tabelle 6.5). Auch die Spannung ist bei beiden Reglern vergleichbar. Im Mittel ist beim zentralen Regler die Spannung am unteren Lager niedriger und am oberen höher als beim dezentralen Regler.

Beide Regler zeigen im Betriebsbereich ein ähnliches Verhalten. Vorteil des zentralen Reglers ist, neben der etwas geringeren Vormagnetisierung, dass keine drehzahlabhängige Umschaltung der Parameter notwendig ist und dass die Probe zwischen 20.000 U/min und 27.000 U/min nicht zu niederfrequenten Schwingungen angeregt wird.

Tabelle 6.5: Mittelwerte und Standardabweichung der gemessenen Größen im Betriebsbereich

Parameter	dezentral	zentral
Wellenauslenkung oben	$7,7 \pm 1,4 \mu\text{m}$	$6,4 \pm 1,4 \mu\text{m}$
Wellenauslenkung unten	$10,4 \pm 2,4 \mu\text{m}$	$10,7 \pm 2,4 \mu\text{m}$
Probenauslenkung	$29,2 \pm 8,5 \mu\text{m}$	$29,1 \pm 6,3 \mu\text{m}$
Steuerstrom oben	$452 \pm 253 \text{ mA}$	$254 \pm 215 \text{ mA}$
Steuerstrom unten	$779 \pm 252 \text{ mA}$	$783 \pm 207 \text{ mA}$
Spannung oben	$5,5 \pm 5,5 \text{ V}$	$7,0 \pm 5,8 \text{ V}$
Spannung unten	$11,5 \pm 7,8 \text{ V}$	$9,7 \pm 6,1 \text{ V}$

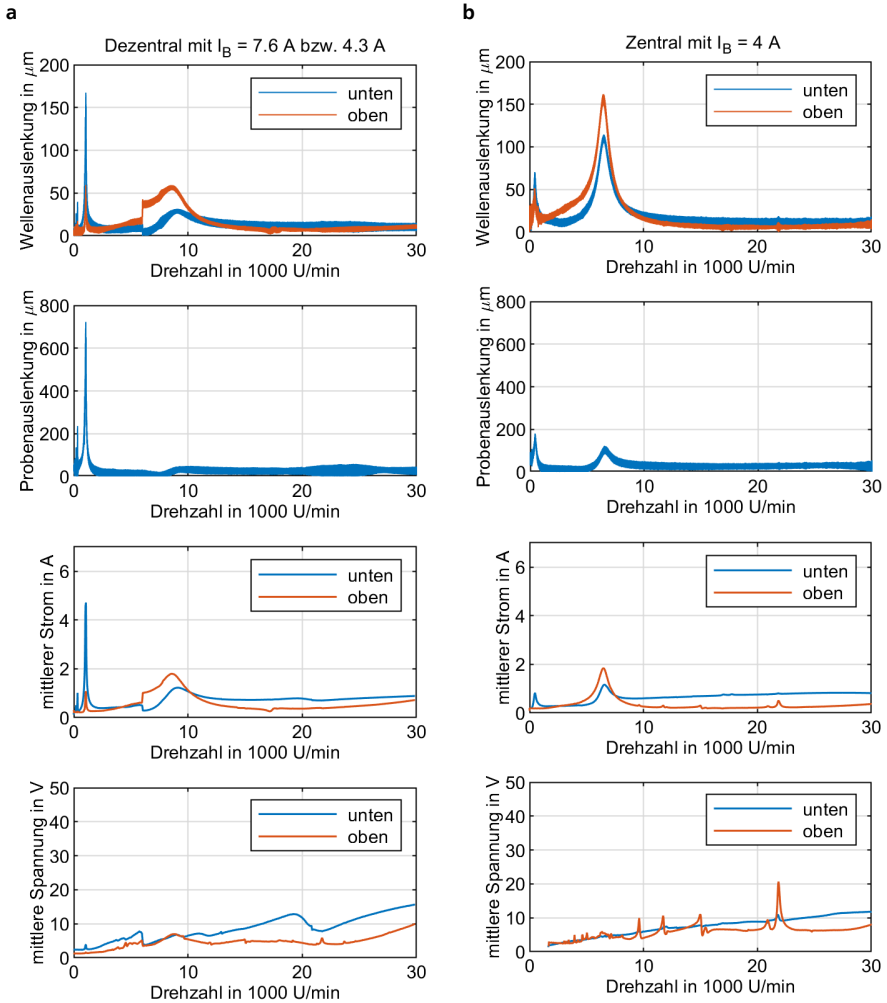


Abbildung 6.17: Vergleich des dezentralen und des zentralen Reglers bei einem Beschleunigungsvorgang von 0 auf 30.000 U/min; **a** Experimentell eingestellter dezentraler Regler, bei dem bei 6000 U/min der Vormagnetisierungsstrom von 7,6 A auf 4,3 A umgeschaltet wird; **b** Strukturbeschränkter \mathcal{H}_∞ -Regler mit einem Vormagnetisierungsstrom von 4 A; aufgrund eines Aufzeichnungsfehler fehlen hier bei der Spannung die Werte unterhalb von 1.600 U/min

Verlustreduzierung

Um die Verlustreduktion durch den angepassten Regler mit reduziertem Vormagnetisierungsstroms zu bewerten, wird mit dem zentralen Regler ein Auslaufversuch durchgeführt. Die Rotortemperatur ist bei diesem unter $50\text{ }^{\circ}\text{C}$. Dieser ist zusammen mit zwei Auslaufversuchen des dezentralen Reglers in Abbildung 6.18 dargestellt. Bei den Auslaufversuchen mit dezentralem Regler handelt es sich um die bereits in Abbildung 5.8 gezeigten Versuche mit $I_B = 4,3\text{ A}$ und $I_B = 7,6\text{ A}$ mit jeweils $T_R < 50\text{ }^{\circ}\text{C}$. Beim zentralen Regler kann $\Omega_{krit,1}$ beliebig langsam Durchfahren werden, ohne dass es zu unzulässig hohen Auslenkungen kommt, entsprechend muss beim zentralen Regler der Rotor unterhalb von 1.200 U/min nicht mit dem Bremswiderstand abgebremst werden. Die Spitze in den Verlusten unterhalb von 1.200 U/min fehlt daher beim Auslaufversuch mit dem zentralen Regler.

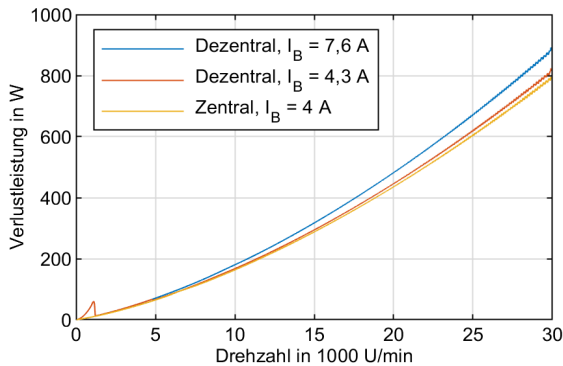


Abbildung 6.18: Auslaufkurven des experimentell eingestellten und des optimierten Reglers bei unterschiedlichen Vormagnetisierungsströmen; die Rotortemperaturen liegen unter $50\text{ }^{\circ}\text{C}$

Im Vergleich zu den Versuchen mit dezentralem Regler wird mit dem zentralen Regler eine Verlustreduktion erreicht. Beim dezentralen Regler liegen die mittleren Verluste im Betriebsbereich mit $I_B = 7,6\text{ A}$ bei $565,4\text{ W}$ und mit $I_B = 4,3\text{ A}$ bei $525,1\text{ W}$. Beim zentralen Regler mit $I_B = 4\text{ A}$ beträgt sie $504,3\text{ W}$. Da die Rotortemperatur nicht bekannt ist, ist eine exakte Quantifizierung der Verlustreduktion nicht möglich. Die Verlustleistung des Auslaufversuches mit dezentralem Regler, $I_B = 4,3\text{ A}$ und $T_R = 55,8\text{ }^{\circ}\text{C}$ aus Abbildung 5.8 zeigt oberhalb von 4.800 U/min einen vergleichbaren Verlauf mit der des zentralen Reglers.³³ Hier liegt die mittlere Verlustleistung im Betriebsbereich bei $511,3\text{ W}$. Da die rotorseitigen Verluste mit steigender Rotortemperatur abnehmen, ist daher sicher, dass es durch den zentralen Regler mit $I_B = 4\text{ A}$ zu einer Reduktion der rotorseitigen

³³ Beide Verläufe wären in Abbildung 6.18 kaum zu unterscheiden, weshalb der Auslaufversuche mit dezentralem Regler, $I_B = 4,3\text{ A}$ und $T_R = 55,8\text{ }^{\circ}\text{C}$ in dieser nicht dargestellt ist.

Verluste kommt.

Um allgemein den Einfluss der Vormagnetisierung und der Regelung der Magnetlager auf das thermische Verhalten des Rotors zu bewerten, werden während eines zyklischen Testbetriebs mit dem dezentralen Regler mit $I_B = 7,6 \text{ A}$ und dem zentralen Regler mit $I_B = 4 \text{ A}$ die Temperatur des Rotors aufgezeichnet. In dem Testbetrieb wird der Rotor inklusive des Probendummys zyklisch von 15.000 U/min auf 30.000 U/min beschleunigt. Die Beschleunigungs- und Abbremsphasen dauern hierbei jeweils 15 s. Beim Erreichen der maximalen und minimalen Drehzahl kommt es bei der Drehzahlregelung zu leichten Überschwängern. Um diese abklingen zu lassen, wird an beiden Umkehrpunkten die Solldrehzahl jeweils für 3 s konstant gehalten. Ein Zyklus dauert daher 36 s. Die während des Testbetriebs mit beiden Reglern gemessenen Rotortemperaturen am oberen und unteren Radiallager sind in Abbildung 6.19 dargestellt. Der Infrarotsensor zur Erfassung der Proben temperatur (vgl. Abschnitt 4.8) ist nicht zur Erfassung der Temperatur von Metalloberflächen geeignet. Daher kann die Temperatur des Dummys im Testbetrieb nicht gemessen werden. Da die Infrarotsensoren zur Erfassung der Wellentemperatur nur oberhalb von 50 °C messen können, fehlt der Bereich zu Beginn der Messungen. Die Messungen werden jedoch bei im kalten Zustand gestartet, sodass davon auszugehen ist, dass am Anfang der Versuche die Rotortemperatur der Stator-temperatur entspricht (vgl. Abbildung 6.20). Um daher den Gesamtverlauf der Rotortemperatur abzuschätzen, werden die gemessenen Daten mit der Funktion

$$\tilde{T}_{R,i}(t) = \bar{T}_{Sta,i}(t = 0) + \Delta\tilde{T}_{R,i} \left(1 - e^{-\frac{t}{\delta_i}}\right) \quad (6.26)$$

angenähert. $\bar{T}_{Sta,i}(t = 0)$ ist hierbei die Statortemperatur zum Beginn der jeweiligen Messung. Diese wird über den Mittelwert der an den drei Magnetlagern und der PSM gemessenen Temperatur bestimmt. $\bar{T}_{Sta,i}(t = 0)$ beträgt beim dezentralen Regler 24,0 °C und beim zentralen 16,7 °C. Der Temperaturanstieg $\Delta\tilde{T}_{R,i}$ und die Zeitkonstante δ_i werden mittels eines nichtlinearen Verfahrens zur Minimierung der Fehlerquadrate³⁴ geschätzt. Die so bestimmten Werte sind in Anhang A4 aufgeführt. Die geschätzten Verläufe sind in Abbildung 6.19 als gestrichelte Linien dargestellt.³⁵

³⁴ Trust-Region-Reflective Least Squares in *MATLAB*

³⁵ Die verwendete Funktion dient primär der Veranschaulichung des Verlaufs unter 50 °C. Aufgrund der einfachen Ansatzfunktion wird eine Extrapolation des Verlaufs keine genauen Ergebnisse liefern.

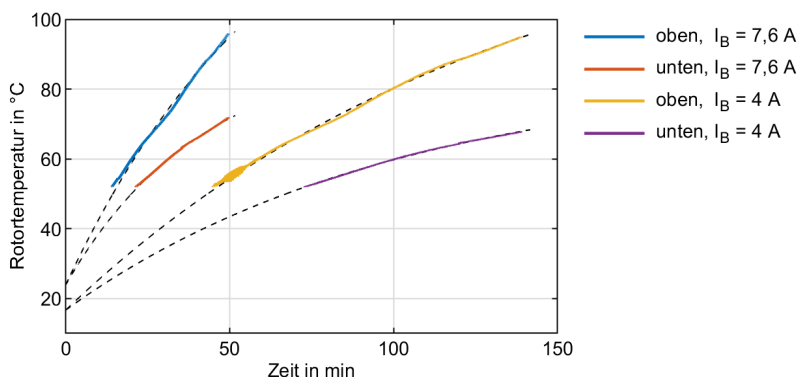


Abbildung 6.19: Rotortemperatur während des zyklischen Testbetriebs mit Probendummy; mit $I_B = 7,6$ A wird hierbei der dezentrale und mit $I_B = 4$ A der zentrale Regler verwendet; die gestrichelten Linien sind ein exponentielle Fits der gemessenen Daten

Beim dezentralen Regler mit $I_B = 7,6$ A erreicht der Rotor am oberen Magnetlager nach 49 min eine Temperatur von 95°C , was einem Temperaturanstieg von 71°C entspricht. Beim zentralen Regler mit $I_B = 4$ A benötigt der gleiche Temperaturanstieg 117 min. 95°C werden hier nach 139 min erreicht. Die geschätzte Zeitkonstante δ_i ist beim zentralen Regler hier doppelt so hoch wie beim dezentralen (siehe Anhang A4). Am unteren Radiallager ist die maximale Temperatur bei beiden Messungen niedriger als am oberen. Beim dezentralen Regler beträgt sie am Ende der Messung nach 49 min $71,6^\circ\text{C}$ und beim zentralen Regler nach 139 min $67,7^\circ\text{C}$. Die Temperaturdifferenz auf dem Rotor ist zum einen darauf zurückzuführen, dass die Verluste am unteren Lager niedriger sind als am oberen, zum anderen ist das untere Lager näher an der Probe bzw. dem Dummy der mit seiner großen Oberfläche vergleichsweise viel Wärmestrahlung abgeben kann und so einen Kühlkörper darstellt.

Die Abnahme des Rotortemperaturanstiegs ist nicht alleinig durch die Abnahme der rotorseitigen Verluste zu begründen. Durch einen geringeren Vormagnetisierungsstrom sinken auch die statorseitigen Verluste und damit die Statortemperatur (siehe Abbildung 6.20). Da der Stator Wärmestrahlung an den Rotor abgibt, wird durch eine Reduktion der Statortemperatur auch die des Rotors gesenkt.

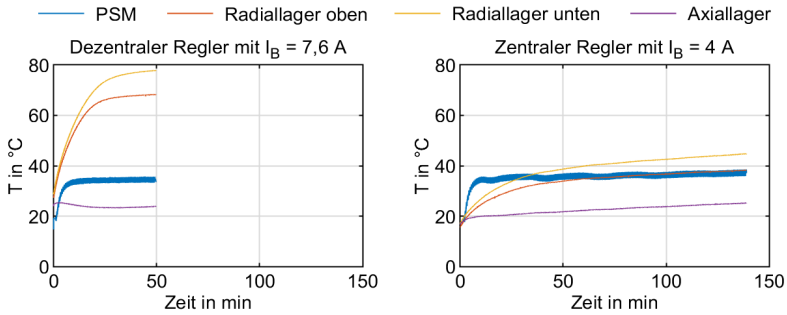


Abbildung 6.20: Statortemperatur während des zyklischen Testbetriebs mit Probendummy; die Temperatursensoren sind dabei an den jeweiligen Erregerwicklungen angebracht

Im Vergleich zum dezentralen Regler mit $I_B = 7,6 \text{ A}$ wird durch den zentralen Regler mit $I_B = 4 \text{ A}$ eine deutliche Reduktion des Temperaturanstiegs erreicht. Doch ist auch beim zentralen Regler nach ersten Schätzungen die Verlustleistung zu hoch um ihn dauerhaft mit dem zuvor beschriebenen Zyklus zu betreiben. Die mit (6.26) geschätzte stationäre Temperatur am oberen Radiallager beträgt $138,5^\circ\text{C}$ und am unteren $85,2^\circ\text{C}$.³⁵ Um sicherzustellen, dass die Motortemperatur unter 120°C bleibt, muss die mittlere Verlustleistung weiter gesenkt werden. Wie bereits beschrieben, kann dies erfolgen, indem die Aufenthaltsdauer bei 15.000 U/min im Zyklus erhöht wird. Bspw. ist es möglich hierfür ab einer gewissen Temperaturgrenze die Aufenthaltsdauer bei 15.000 U/min solange schrittweise zu erhöhen bis die Rotortemperatur nicht mehr steigt.

Zur Vermeidung einer Erhöhung der Zyklendauer, ist eine weitere Anpassung der Magnetlagerregler sinnvoll. Neben der Reduktion der Rotortemperatur ist dies auch zur Verminderung der Beträge der Empfindlichkeitsübertragungsfunktionen notwendig, die bei der jetzigen Auslegung die 12 dB -Grenze aus [101] überschreitet. Die \mathcal{H}_∞ -Optimierung ist hier stark durch die vorgegebene Reglerstruktur und gewählten Wichtungen eingeschränkt. Um die Regelgüte zu verbessern und den Prüfstand mit einer niedrigeren Vormagnetisierung betreiben zu können, sind verschiedene Anpassungen möglich:

1. Bei der Reglerauslegung können einige der Parameter in den Wichtungen variiert werden um das Reglerverhalten anzupassen. Insbesondere die Wichtung der Unwucht \mathbf{w}_{FUn} und Modellunsicherheit stellen starke Einschränkungen im Reglerentwurf dar und sollten für einen erneuten Reglerentwurf angepasst werden:
 - a. \mathbf{w}_{FUn} nach (6.19) ist mit $k_{\mathbf{w}_{FUn}} = 3$ vergleichsweise konservativ gewählt (vgl. [51, 156]). Hier ist zu überprüfen ob auch mit $k_{\mathbf{w}_{FUn}} = 1$ der Regler den Rotor im gesamten Drehzahlbereich stabilisieren kann.

- b. Die Schätzung von $\Delta\tilde{\mathcal{P}}_a$ nach (6.25) ist eine vollbesetzte Matrix. Eine obere Abschätzung der Modellfehler mittels einer Diagonalmatrix ist in [113] beschrieben. Dies kann gegebenenfalls zu besseren Ergebnissen bei der Reglerauslegung führen.
- c. Alternativ zu einem Fehlermodell kann die Gyroskopie auch dadurch berücksichtigt werden, dass der Regler für mehrere Drehzahlen gleichzeitig ausgelegt wird. Hierfür werden die Modelle für \mathbf{g}_{zw} und \mathbf{s} für mehrere Drehfrequenzen $\Omega_1, \Omega_2, \dots$ aufgestellt und mit dem in Abschnitt 6.3 beschriebenen Verfahren über den Regler \mathbf{C} versucht γ in

$$\|\text{diag}(\mathbf{g}_{zw}(s, \Omega_1), \mathbf{w}_s \mathbf{s}(s, \Omega_1), \mathbf{g}_{zw}(s, \Omega_2), \mathbf{w}_s \mathbf{s}(s, \Omega_2), \dots)\|_\infty < \gamma$$

an Stelle von (6.24) zu minimieren.

2. Die starke Beschränkung der Reglerauslegung durch den Modellfehler der aus der gyroskopiebedingten Drehzahlabhängigkeit des rotordynamischen Verhaltens folgt, kann über verschiedene Ansätze verringert werden:
 - a. Die Fehlermodellierung ist weniger konservativ, wenn statt der bei der \mathcal{H}_∞ -Optimierung verwendeten unstrukturierten Modellunsicherheit eine strukturierte, also parameterbezogene, Unsicherheit verwendet wird [22]. Dies erfordert dann einen Entwurf mittels μ -Synthese.
 - b. Allgemein sollte die Modellunsicherheit reduziert werden. Eine Möglichkeit hierfür ist es den gyroskopischen Effekt im Regler teilweise zu kompensieren. Die in Abschnitt 3.4 beschriebene entkoppelte Regelung oder das in [15] beschriebene Verfahren sind unter der Annahme eines starren Rotors hergeleitet. Für eine Nutzung am Dauerlaufprüfstand, bei dem die erste Eigenform des Rotors bereits deutliche elastische Verformungen aufweist, wäre daher eine grundlegende Anpassung der Verfahren notwendig.
 - c. Alternativ kann der Regler für verschiedene Drehzahlen ausgelegt und im Betrieb drehzahlabhängig umgeschaltet bzw. interpoliert werden („Gain-scheduling“). Dies ist bspw. für einen magnetgelagerten Rotor mit LQ-Regler in [107] beschrieben. Hierbei muss sichergestellt werden, dass das System beim Ändern der Reglerparameter nicht destabilisiert wird.
3. Die Unwucht stellt eine weitere starke Einschränkung bei der Reglerauslegung dar. Diese kann zum einen durch genaueres Wuchten der Probe und zum anderen durch eine Kompensation der aus der Unwucht resultierenden Kräfte (vgl. Abschnitt 3.4) erreicht werden. Dies hat zusätzlich den Effekt, dass die statorseitigen Verluste und damit die

Statorerwärmung reduziert werden.

4. Abschließend ist eine Erweiterung der vorgegebene Reglerstruktur aus Abbildung 6.12 denkbar. Hierdurch erhält der Optimierer mehr Möglichkeiten des gewünschte Streckenverhalten einzustellen. Statt den PID-Reglerelementen können bspw. allgemeine Übertragungsfunktionen höherer Ordnung vorgegeben werden. Hierbei ist zu beachten, dass mit der Anzahl der zu optimierenden Parameter die Wahrscheinlichkeit sinkt, dass der Optimierer eine zulässige Lösung findet. Gegebenenfalls sind so häufige Wiederholungen der Optimierung mit zufälligen Startwerten notwendig.

Es konnte in diesem Kapitel gezeigt werden, dass der zyklische Betrieb des Prüfstandes bis 30.000 U/min generell möglich ist und niederfrequenten, drehzahlabhängigen Biegeeigenfrequenzen des Rotors mittel der aktiven Magnetlager stabilisiert werden können. Die geforderte maximale Zyklendauer von 40 s (siehe Tabelle 4.1) wird aus thermischen Gründen voraussichtlich nicht eingehalten. Da die hier gezeigten Experimente nur mit einem Probendummy durchgeführt wurden, steht des Weiteren noch der Nachweis aus, dass der Prüfstand auch mit der realen Probe betrieben werden kann. Diese weist zwar ähnliche, aber nicht identische Eigenschaften wie die Probe auf (vgl. Tabelle 6.1).

7 Zusammenfassung und Ausblick

Zusammenfassung

Kinetische Energiespeicher können der dezentralen Speicherung elektrischer Energie dienen. Im Vergleich zu anderen KES-Bauformen besitzt die Außenläuferbauform, bei der der Rotor bzw. die Schwungmasse aus einem Faser-Kunststoff-Verbund hergestellt ist, eine hohe Energiedichte. KES unterliegen im Gegensatz zu Lithium-Ionen-Batterien nur einer geringen zyklischen und kalendrischen Alterung, weshalb sie in Anwendungen mit hoher Leistung und dynamischen Lastprofilen ökologische und ökonomische Vorteile haben können. Nachteilig sind ihre hohen Anschaffungskosten, die nicht zuletzt aus einer konservativen Auslegung der Rotoren und des Sicherheitssystems folgen. Die hohen Sicherheitsfaktoren bei der Auslegung sind auf mangelnde Untersuchungen der zyklischen Festigkeit und des Berstverhaltens der Rotoren aus FKV zurückzuführen. Um das Potential der Technologie ausschöpfen zu können, müssen diese Aspekte experimentell untersucht werden.

Die zyklische Festigkeit von FKV wird gewöhnlich an standardisierten Flachproben getestet. Im Gegensatz zu diesen tritt im Betrieb der KES in ihren meist dickwandigen Rotoren jedoch ein mehrachsiger Spannungszustand auf, der unter anderem auch von thermischen Eigenspannungen verursacht wird. Daneben liegen Unterschiede in der Fertigungsqualität, den Umgebungsbedingungen und der Lastabfolge vor. Diese Faktoren können die zyklische Festigkeit des Materials beeinflussen und müssen daher für die Untersuchung der Betriebsfestigkeit der Rotoren möglichst genau abgebildet werden. Die Durchführung dieser Versuche an realen KES ist aus Kostengründen nicht praktikabel, da zur statistischen Absicherung viele Wiederholungen notwendig sind. Daher besteht das Ziel dieser Arbeit in der Entwicklung eines Stellvertreterprüfstandes, hier als Dauerlaufprüfstand bezeichnet, an dem die Betriebsfestigkeit skalierten, dickwandiger FKV-Rotoren bei einer möglichst kurzen Versuchsdauer untersucht werden kann. Hierfür wird ein Hohlzylinder aus FKV als Probe zyklisch auf hohe Drehzahlen beschleunigt und wieder abgebremst. Ein segmentierter Stahlring auf der Innenseite des Hohlzylinders erzeugt dabei einen radialen Querdruk, der die dimensionierende Belastung in den KES-Rotoren ist. Mittels einer Nabe, die eine Sollbruchstelle aufweist, wird die Probe an einer magnetgelagerten Spindel befestigt, die als Antrieb fungiert. Die aktive Magnetlagerung verhindert Verschleiß, reduziert Verluste und erlaubt eine aktive Beeinflussung des Schwingungsverhaltens des Rotors.

Die Magnetlagerung stellt eine der zentralen Komponenten des Prüfstands dar, weshalb in Kapitel 3 eine Übersicht zu den wichtigsten Grundlagen von aktiven Reluktanzmagnetlagern gegeben wird. Anhand des Beispiels eines einfachen Aktors wird hier eine analytische Berechnung der Aktorkraft dargestellt und daraus abgeleitet wie Reluktanzmagnetlager aufgebaut und angesteuert werden. In aktiven Magnetlagern entstehen Kupferverluste in den Erregerwicklungen und Ummagnetisierungsverluste bzw. Eisenverluste im Aktormaterial. Für den Betrieb im Vakuum spielen

insbesondere die rotorseitigen Verluste eine wichtige Rolle, da der Rotor thermisch schlecht angebunden ist. Da auf dem Rotor nur Eisenverluste auftreten, werden deren Entstehung und Berechnung sowie die teilweise hohen Unsicherheiten hierbei detailliert betrachtet. Am Ende des Kapitels folgt eine Darstellung der gebräuchlichsten Regler und Reglerentwurfverfahren bei aktiven Magnetlagern. Unter den linearen Verfahren wird in der Literatur insbesondere \mathcal{H}_∞ -Reglern ein hohes Potential zugeschrieben.

Die Entwicklung und Auslegung des Prüfstands sind in Kapitel 4 dargestellt. Anhand eines KES werden verschiedene Randbedingungen für den Betrieb des Dauerlaufprüfstands abgeleitet. Der generelle Aufbau und die Wandstärke der Probe werden festgelegt. Aus dem gewünschten Spannungszustand ergibt sich in Abhängigkeit des Innenradius und der Dicke der Segmente die Drehzahl, die bezogene Masse und maximale kinetische Energie der Probe sowie, nach Vorgabe einer maximalen Zyklendauer, das notwendige Motormoment. Hiermit erfolgt die Auswahl eines elektrischen Antriebs. Anhand einer Abschätzung von Luftreibungsverlusten wird gezeigt, dass ein Betrieb des Prüfstands bei Umgebungsdruck nicht sinnvoll ist. Daher wird der Prüfstand im Vakuum betrieben. Mit dem Antrieb, der hier als permanenterregte Synchronmaschine ausgeführt ist, ist die maximale Drehzahl festgelegt, anhand der die mechanische Detailauslegung der Probe erfolgt. Bei der anschließenden Dimensionierung und Auslegung der radialen und des axialen Magnetlagers werden statische und dynamische Anforderungen berücksichtigt. Die Auslegung basiert auf linearen Reluktanzmodellen der Aktoren. Um den Einfluss der Materialnichtlinearität abzuschätzen, werden die Ergebnisse des linearen Modells mit denen eines nichtlinearen Finite-Elemente-Modells verglichen. Bei den radialen Magnetlagern zeigt sich hier eine deutliche Abweichung in der Kraft-Auslenkungs-Charakteristik. Diese ist unter anderem über eine Kopplung zwischen angrenzenden Polpaaren zu erklären, die aus der Materialnichtlinearität resultiert und daher im linearen Reluktanzmodell nicht direkt abbildbar ist. Da für die Reglerauslegung ein genaues Modell benötigt wird, wird hier ein Korrekturfaktor eingeführt. Beim Axiallager liegen die Abweichungen bei sehr kleinen und sehr großen Rotorauslenkungen in der gleichen Größenordnung und sorgen für eine etwas konservativere Auslegung des Lagers. Da für das Axiallager kein modellbasierter Reglerentwurf durchgeführt wird, ist hier eine Anpassung des Modells nicht notwendig.

Nach der Auslegung der Aktoren werden die Biegeschwingungen des Rotors betrachtet, da diese im Betrieb zu großen Auslenkungen führen können. Die Berechnung erfolgt hier über ein FE-Balkenmodell. Im Vergleich mit einem FE-Volumenmodell zeigt sich, dass im FE-Balkenmodell nicht alle Verformungen korrekt abgebildet werden. Dies lässt sich aber über eine Parameteranpassung kompensieren. Anhand des FE-Balkenmodells werden verschiedene Probenlängen und Dicken der Sollbruchstelle verglichen. Wird die Sollbruchstelle zu dünn ausgeführt, kann es zu Problemen durch die dann sehr niederfrequente erste Eigenform des Rotors kommen. Wird die Sollbruchstelle zu dick gestaltet, kann es zur Anregung der dritten oder vierten Biegeeigenfrequenz im Betriebsbereich des Prüfstandes kommen. Die Länge der Probe spielt bei den betrachteten Variationen eine

eher untergeordnete Rolle. Die letzte Komponente, deren Auslegung genauer betrachtet wird, ist die Einhausung. Diese muss verhindern, dass Segmente oder Bruchstücke der Probe aus dem Prüfstand austreten können. Die Festlegung der Wandstärke erfolgt hier über einen Vergleich der Energie der Segmente bzw. der Probe mit der Energie, die die Einhausung über elastische und plastische Verformungen aufnehmen kann.

Aufgrund des Betriebs im Vakuum können bereits niedrige rotorseitige Verluste zu einer starken Erwärmung des Rotors und damit auch der Probe führen. Zu hohe Temperaturen führen zu einer Schädigung der PSM und einer Veränderung des Schädigungsverhaltens der Probe. Die rotorseitigen Verluste liegen daher im Fokus von Kapitel 5. Die Rotations- und Schaltverluste der radialen Magnetlager sowie die Schaltverluste des axialen Magnetlagers werden mit FE-Modellen berechnet. Die Reibung mit den im evakuierten Prüfstand verbleibenden Luftmolekülen wird mittels eines analytischen Modells abgeschätzt. Von den betrachteten Verlustmechanismen dominieren deutlich die Rotationsverluste der radialen Magnetlager. Diese werden daher experimentell anhand von Auslaufversuchen untersucht. Durch den Vergleich von zwei Auslaufversuchen mit unterschiedlichen Vormagnetisierungsströmen in den radialen Magnetlagern können deren Rotationsverluste näherungsweise getrennt von den anderen Verlustmechanismen mit den Ergebnissen des FE-Modells verglichen werden. Die Messungen und die Modelle zeigen bei den Absolutwerten eine hohe Übereinstimmung, jedoch unterscheiden sich die Abhängigkeiten von der Drehfrequenz Ω . In der Messung tritt ein hoher mit $\Omega^{1.5}$ steigender Verlustanteil auf, der im Modell nicht im gleichen Maße identifizierbar ist. Dieser Anteil kann über Feldverdrängung in den Blechen durch höherharmonische Ummagnetisierungen erklärt werden. Allgemein wird gezeigt, dass die Vormagnetisierung der radialen Magnetlager einen nennenswerten Anteil der rotorseitigen Verluste verursacht.

Die Magnetlager sollten daher bei einer niedrigen Vormagnetisierung betrieben werden. Da sich mit der Vormagnetisierung auch das dynamische Verhalten der Lager ändert, ist hierbei auch die Regelung der Magnetlager anzupassen. Um zu untersuchen, wie weit sich die Vormagnetisierung reduzieren lässt, ohne dass das System instabil wird oder die Rotorauslenkungen im Betrieb zu groß werden, wird ein modellbasierter Reglerentwurf für verschiedene Vormagnetisierungsströme durchgeführt. Hierfür wird ein lineares Modell des Systems aufgebaut und mit Messungen abgeglichen. Zur direkten Berücksichtigung verschiedener Robustheitsanforderungen bei den Reglerentwürfen wird hierbei auf ein \mathcal{H}_∞ -Reglerentwurfsverfahren zurückgegriffen, bei dem die Parameter einer vordefinierten Reglerstruktur angepasst werden. Der hiermit bestimmte Regler besitzt im Vergleich zu einem unbeschränkten \mathcal{H}_∞ -Regler eine geringere Ordnung. Auch erlaubt das Verfahren die Übertragungsfunktionen getrennt voneinander zu betrachten, sodass der Reglerentwurf weniger konservativ ist. Die physikalischen Beschränkungen des Systems, die Empfindlichkeitsübertragungsfunktion und die Modellunsicherheiten durch die Gyroskopie des Rotors werden in unterschiedlichen Regelstrecken abgebildet, die aber von gleichparametrierten Reglern stabilisiert werden. Der niedrigste Vormagnetisierungsstrom, für den mit diesem Verfahren und den hier

gewählten Wichtungsfunktionen eine zulässige Lösung gefunden wurde, liegt bei 4 A. Dies stellt nur eine geringe Verringerung zu dem Vormagnetisierungsstrom von 4,3 A dar, der zuvor experimentell eingestellt wurde. Im Vergleich zwischen dem strukturbeschränkten \mathcal{H}_∞ -Regler und dem experimentell eigenstellten Regler zeigen jedoch die Empfindlichkeitsübertragungsfunktionen eine geringere Überhöhung, die erste kritische Drehfrequenz des Rotors kann quasi-statisch durchfahren werden und bei hohen Drehzahlen wird der Rotor nicht zu niederfrequenten Schwingungen angeregt. Es konnte somit in dieser Arbeit gezeigt werden, dass die Dynamik des Rotors und sein thermisches Verhalten beherrschbar sind und damit die Anwendung eines magnetgelagerten Schleuderprüfstands für die Untersuchung der Betriebsfestigkeit von Rotoren möglich ist. Die geforderte maximale Zyklusdauer wird aus thermischen Gründen wahrscheinlich leicht überschritten.

Ausblick

Die Versuche wurden bisher mit einem Proben-Dummy aus Aluminium durchgeführt. Die Übertragung auf die KFKV-Proben, die leicht abweichende Eigenschaften aufweisen, steht noch aus. Ferner wird nach ersten Messungen die erreichte Verlustreduktion durch den geringeren Vormagnetisierungsstrom der Magnetlager nicht ausreichen, um die gewünschte Zykluszeit einzuhalten. Daher sind weitere Anpassungen des Reglers sinnvoll. Eine Übersicht hierzu wird am Ende von Kapitel 6 gegeben. Zur Bestimmung der notwendigen Verlustreduktion, ist es des Weiteren sinnvoll, ein thermisches Modell des Prüfstands aufzubauen (siehe bspw. [179]). Hierfür ist eine möglichst genaue Abschätzung der Verluste der PSM notwendig, deren Parameter zunächst identifiziert werden müssen (siehe bspw. [180]).

Mit dem Prüfstand sind schließlich die eigentlichen Dauerlaufversuche durchzuführen und mit den Ergebnissen der Schwingfestigkeitsuntersuchungen der Flachproben zu vergleichen. Die Ergebnisse von zyklischen Querdruckfestigkeitsuntersuchungen mittels modifizierter Vierpunktbiegeversuche (vgl. Abschnitt 2.1.2) an dem in dieser Arbeit betrachten KFKV zeigt Abbildung 7.1. Die statische Querdruckfestigkeit des Materials in Vierpunktbiegeversuchen beträgt 195 MPa [13]. Bei einer Maximalspannung von 166 MPa versagt die erste Probe bereits nach 70 Zyklen, eine zweite nach ca. 800 Zyklen. Bei einer Maximalspannung von 107 MPa tritt hingegen bei bis zu $2,5 \cdot 10^6$ Zyklen kein Versagen oder merklicher Steifigkeitsabfall auf [13]. Ein Versagen nach 200.000 Zyklen, wie sie mit dem Dauerlaufprüfstand geplant sind, wird im Mittel bei einer Maximalspannung von etwa 133 MPa erwartet. Da die Proben des Dauerlaufprüfstandes auf 120 MPa ausgelegt sind, ist es möglich, dass es in den geplanten 200.000 Zyklen nicht zu einem Probenversagen kommt.³⁶

³⁶ Die zyklischen Vierpunktbiegeversuche in [13] wurden parallel zur Auslegung des Dauerlaufprüfstandes durchgeführt und konnten daher nicht in der Auslegung der Probe berücksichtigt werden. Aufgrund der Überlagerung von thermischen Eigenspannungen und der höheren Wahrscheinlichkeit von Fehlstellen im Verbund wird jedoch bei den dickwandigen Proben ein früheres Versagen erwartet, als bei den Flachproben.

Sollte sich dies in den Dauerlaufversuchen bestätigen, ist eine Erhöhung der Durchmesser der Probe durchzuführen, um so die Spannungen bei gleicher Drehzahl zu steigern. Da die PSM und die Magnetlager im Dauerlaufprüfstand für größere Probenmassen ausgelegt wurden, stellt eine gewisse Vergrößerung der Probe kein Problem für den Prüfstand dar.

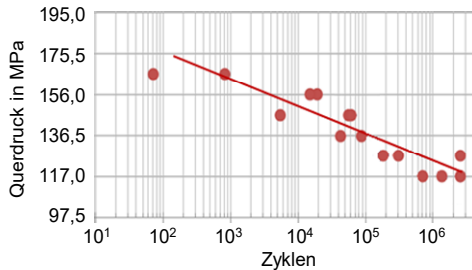


Abbildung 7.1: Ergebnisse zyklischer Vierpunktbiegeversuche an KFKV-Flachproben; jeder Punkt zeigt für eine Probe die Maximalspannung und die Anzahl durchlaufener Zyklen bis es zum Versagen dieser Probe kam; in die Punkte ist eine Regressionsgerade gefittet (Quelle: [13])

Neben den Schwingfestigkeitsuntersuchungen bei 120 MPa bzw. 133 MPa wird zudem empfohlen, Versuche bei geringeren Maximalspannungen durchzuführen, um den Abfall der Zyklenanzahl über der Maximalspannung beurteilen und mit dem der Flachproben vergleichen zu können. Bei dem Vergleich sollte über entsprechende Versagenskriterien auch die Mehrachsigkeit des Spannungszustandes in der Probe berücksichtigt werden (siehe [11, 39]). Insbesondere wenn sich hier deutliche Abweichungen zeigen, sollten die Dauerlaufversuche für verschiedene Probendicken und KFKV-Lagenaufbauten wiederholt werden, um ihren jeweiligen Einfluss beurteilen zu können. Da auch die Lastfolge einen Einfluss auf die Schwingfestigkeit haben kann, sind des Weiteren Betriebsfestigkeitsversuche mit realitätsnahen Spannungsverläufen durchzuführen (vgl. [134]). Ein beispielhafter Verlauf der Spannungen im Rotor eines KES ist in Abbildung 7.2 dargestellt. Dieser Verlauf ist aus dem Verlauf des Ladezustands eines KES aus [181] abgeleitet, wobei angenommen ist, dass der KES zwischen der maximalen und der Hälfte der maximalen Drehzahl betrieben wird und dass nur drehzahlinduzierte Spannungen vorliegen. Bei dem in [181] betrachteten System handelt es sich um ein hybrides Speichersystem bestehend aus einem KES und einer Lithium-Ionen-Batterie. Das Speichersystem bedient lokale Leistungsanforderungen einer Wohnsiedlung und nimmt am Regelenergiemarkt teil. Hierbei werden hochfrequente Leistungsanforderungen vom KES und niederfrequente von der Batterie gehandhabt. Durch diese Aufteilung kann die zyklische Belastung der Batterie gesenkt und ihre Lebensdauer gesteigert werden [181]. Im zeitlichen Verlauf der Spannung im Rotor in Abbildung 7.2 ist ersichtlich, dass Vollzyklen, wie sie zunächst mit dem Dauerlaufprüfstand getestet werden sollen, nur selten vorkommen. Die meisten Schwingspiele haben eine deutlich geringere Amplitude. Um die Betriebsfestigkeit der KES-Rotoren zu untersuchen, können solche Lastprofile oder entsprechende repräsentative Lastkollektive (siehe

bspw. [182, 183]) am Dauerlaufprüfstand in verkürzter Zeit nachgefahren werden.

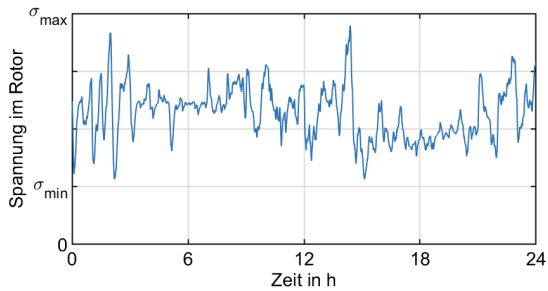


Abbildung 7.2: Zeitlicher Verlauf der Spannungen im Rotor eines KES; hierbei ist angenommen, dass der KES zwischen der maximalen und der Hälfte der maximalen Drehzahl betrieben wird (abgeleitet von [181])

Allgemein wird es notwendig sein, diese Versuche für verschiedene FKV-Systeme durchzuführen. Aufgrund der Vielzahl an durchzuführenden Versuchen und der Versuchsdauer von mehreren Monaten, ist für eine fundierte Untersuchung der Schwingfestigkeit dickwandiger FKV-Rotoren ein einzelner Dauerlaufprüfstand daher nicht ausreichend. Hier ist es vorteilhaft, dass der Dauerlaufprüfstand mechanisch vergleichsweise einfach aufgebaut ist und daher leicht vervielfältigt werden kann.

Anhang A Ergänzende Berechnungen

Anhang A1 Polbedeckung der radialen Magnetlager

Abbildung A.1 zeigt einen Teil der Berechnungsergebnisse der Auslegung des oberen radialen Magnetlagers nach Abschnitt 4.4 bei Variation der Polbedeckung k_{pb} . Die Kupferverluste sind dabei über die Ohm'schen Verluste der Vormagnetisierung $R_{el,B} I_B^2$ abgeschätzt. Der Ohm'sche Widerstand der Vormagnetisierungsspule $R_{el,B}$ ist dabei über

$$R_{el,B} = \frac{2l_{SL,B}}{\pi r_{SL,B,Cu}^2 \kappa_{Cu}} \quad (\text{A.1})$$

$$\text{mit } l_{SL,B} = 2N_r N_t (d_p + h_p + \pi N_t r_{SL,B})$$

abgeschätzt.

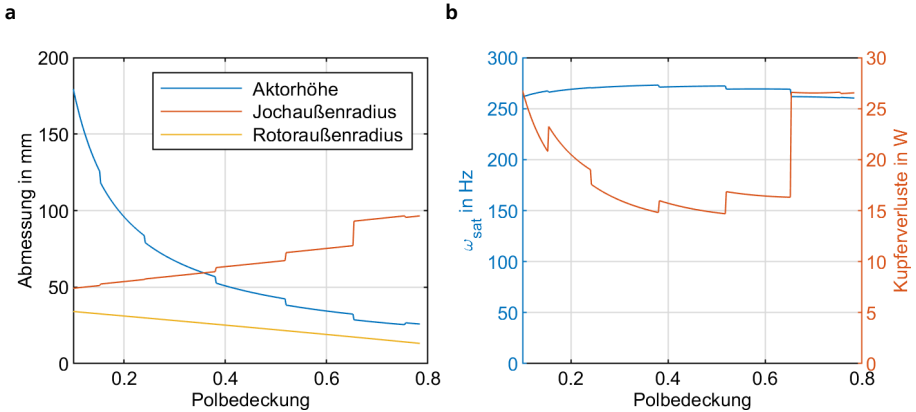


Abbildung A.1: Ergebnisse der Auslegung des oberen radialen Magnetlagers bei Variation der Polbedeckung; a Abmessungen des Lagers; b Sättigungsfrequenz des Umrichters und Kupferverluste durch die Vormagnetisierung

Bei sehr niedrigen k_{pb} muss die geringe Polbreite d_p über eine entsprechend große Polhöhe h_p ausgeglichen werden. Diese führt wiederum zu einer langen Welle mit unerwünschten niederfrequenten Biegeeigenfrequenzen. Bei sehr hohen k_{pb} wird hingegen der verfügbare radiale Spulen-

raum sehr klein, sodass der Jochaußenradius groß gewählt werden muss, um die Spulen unterzubringen³⁷.

Die Länge der Vormagnetisierungsspule $l_{SL,B}$ ist bei sonst gleichen Parametern am geringsten, wenn $d_p = h_p$ (siehe (A.1)). Entsprechend sind die Kupferverluste bei kleinen und großen k_{pb} größer als im mittleren Bereich. Der größere Ohm'sche Widerstand wirkt sich auch auf ω_{sat} aus (vgl. (4.36)), das auch im mittleren Bereich die höchsten Werte annimmt. Der Einfluss ist hierbei jedoch eher gering. Die Gesamtwindungszahl und die Induktivität der Steuerspule sind bei allen k_{pb} nahezu gleich.

Anhang A2 Modellierung des Schwingungsverhaltens des Stators

Der Stator kann näherungsweise als rotationssymmetrisch angesehen werden. Daher werden die Biegeschwingungen des Stators wie beim Rotor über lineare FE-Balkenelemente dargestellt. Zur Modellierung wird auf das gleiche Berechnungsprogramm zurückgegriffen (vgl. Abschnitt 4.6.1). Der Stator wird entsprechend zunächst über homogene Hohlzylinder dargestellt. Die Zerlegung ist in Abbildung A.2a dargestellt. Das Spindelgehäuse, die Einhausung, ihr Deckel und das Fundament sind jeweils als durchgängige Zylinder dargestellt. Diese besitzen sowohl eine Steifigkeit als auch eine Masse. Die Aktoren und die Zusatzmasse sind als steifigkeitslose Massen abgebildet. Die Stützen am Spindelgehäuse werden indirekt über eine Erhöhung der Masse und Steifigkeit des Spindelgehäuses abgebildet. Die Zerlegung der Zylinder in die FE-Balkenelemente ist in Abbildung A.2b dargestellt. Die hervorgehobenen Knoten 1 bis 9 sind jeweils die Gegenstücke der Knoten des Rotors aus Abbildung 4.26. An den Knoten 1, 7 und 9 sind die radialen Positionssensoren befestigt. An den Knoten 2 und 7 befinden sich die Fanglager. Die Kräfte der radialen Magnetlager wirken auf die Knoten 3 und 6. An den Knoten 4 und 5 greift jeweils zur Hälfte die negative Steifigkeit der PSM an. Das rote Kreuz markiert den Schwerpunkt des Stators. Das Einstellrohr wird als Punktmasse an Knoten 10 abgebildet. Hier wird auch das Massenträgheitsmoment des Einstellrohrs berücksichtigt. An Knoten 11 greift die Federung des Fundaments an. Mit dieser ist das Gesamtsystem gefesselt.

Das Fundament ist ein Quader mit quadratischer Grundfläche der Seitenlänge l_{Fun} . Dieses muss für das Modell über einen Ersatzzylinder dargestellt werden. Damit die Gesamthöhe des Aufbaus gleichbleibt, wird die Höhe des Quaders beibehalten. Der Außenradius des Ersatzzylinders wird zu $l_{Fun}/\sqrt{3}$ gewählt, damit das massenbezogene Massenträgheitsmoment des Ersatzzylinders dem des Quaders entspricht. Die Dichte des Fundaments muss daher um den Faktor $3/\pi$ angepasst

³⁷ Dies gilt sofern die Spule vorne am Pol beginnt (vgl. Abbildung 4.12). Bei großen Polbedeckungen bzw. langen Schenkeln kann es sinnvoll sein, die Spule weiter hinten starten zu lassen, um den verfügbaren Spulenraum zu maximieren. Dies ist hier jedoch nicht berücksichtigt.

werden, sodass auch die Masse übereinstimmt.

Der Prüfstand steht auf vier Federelementen, die sich an den Ecken des Fundaments befinden. Der Abstand der Federelemente entlang einer Seite ist l_{Feder} . Die Federelemente besitzen jeweils eine horizontale Steifigkeit $k_{mech,x}$ und eine vertikale Steifigkeit $k_{mech,z}$. Sie werden an Knoten 11 als eine translatorische Feder mit der horizontalen Steifigkeit $4k_{mech,x}$ und jeweils einer Drehfeder um die x - und y -Achse mit der Steifigkeit $k_{mech,z}l_{Feder}^2$ zusammengefasst. Schwingungen in z -Richtung sind im Modell nicht abgebildet.

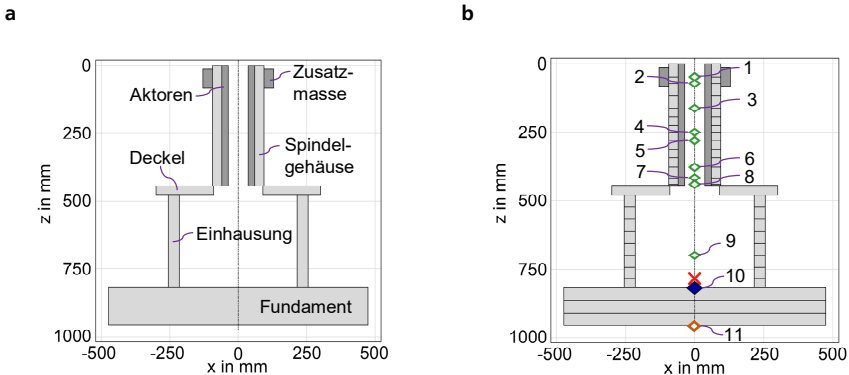
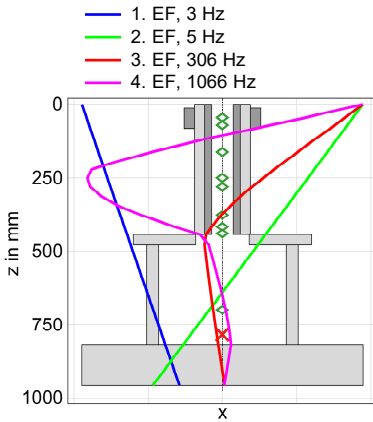


Abbildung A.2: Modell des Stators; **a** Näherung der Statorgeometrie durch Ersatzzylinder; **b** Diskretisiertes FE-Balkenmodell des Stators

Abbildung A.3a zeigt die ersten vier Eigenformen (EF) des FE-Balkenmodells. Die ersten beiden EF stellen die Starrkörperbewegungen des Stators auf den Federelementen dar. Die dritte EF ist ein Kippen des Spindelgehäuses auf dem Deckel der Einhausung. Diese liegt mit ca. 300 Hz im Bereich der Drehfrequenz des Rotors und muss daher im Modell berücksichtigt werden. Um diese möglichst genau abzubilden, wird sie mit den Ergebnissen der Analyse eines 3D-FE-Volumenmodells verglichen. Die dritte EF des FE-Volumenmodells ist in Abbildung A.3b dargestellt. Diese liegt bei 306 Hz und wird dominiert von einem Beulen des Einhausungsdeckels und Verformungen der Stützen. Beides kann nur indirekt im FE-Balkenmodell dargestellt werden. Das Kippen des Spindelgehäuses durch das Beulen des Deckels wird abgebildet, indem der E-Modul des Deckels auf 0,1 % seines eigentlichen Werts reduziert wird. Die Steifigkeit des Spindelgehäuses wird anschließend so angepasst, dass die Eigenfrequenz bei 306 Hz liegt. Die vierte EF wird durch eine Biegeverformung des Spindelgehäuses bestimmt (siehe Abbildung A.3a). Diese lässt sich in dem stark vereinfachten FE-Balkenmodell nur näherungsweise abbilden. Die Eigenfrequenz liegt hier mit 1.066 Hz 12 % über der mittels 3D-FE-Volumenmodell berechneten Eigenfrequenz von 948 Hz. Wegen seiner Bauweise ist beim Stator von einer hohen Dämpfung auszugehen. Daher werden

höherfrequente EF auf den Prüfstandbetrieb keinen nennenswerten Einfluss haben. Alle EF oberhalb von 1.066 Hz werden daher aus dem Modell entfernt. Zunächst wird von einem modalen Dämpfungsmaß von 5 % für alle EF ausgegangen. Eine genauere Bestimmung erfolgt in Abschnitt 6.2 über einen experimentellen Abgleich.

a



b

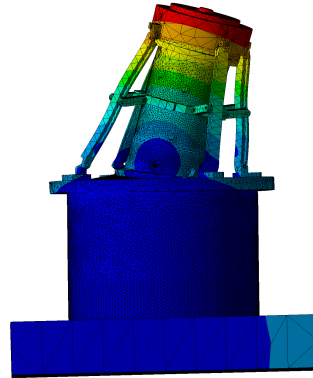


Abbildung A.3: Eigenformen des Stators; **a** FE-Balkenmodell; **b** Mittels FE-Volumenmodell berechnete dritte Eigenform

Anhang A3 Störübertragungsfunktion der radialen Magnetlager

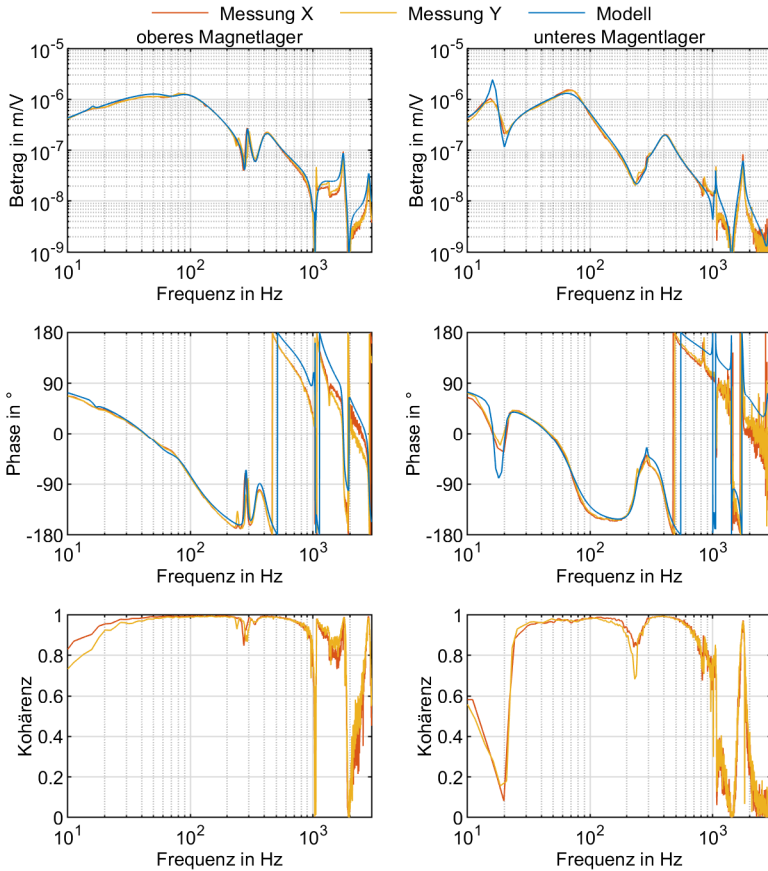


Abbildung A.4: Vergleich der gemessenen und simulierten Störübertragungsfunktion der radialen Magnetlager, nach der Anpassung des Modells. Für die Bestimmung der Übertragungsfunktion wird am Reglerausgang Rauschen eingebracht und die Wellenauslenkung gemessen. Statt einer KFKV-Probe wird hierbei ein Dummy aus Aluminium verwendet.

Anhang A4 Fit der drehzahlabhängigen Verluste der FE-Modelle der Radiallager

An die FEA der Radiallager gefittete Parameter von (5.10) für $k_{V,3} \neq 0$

Parameter	FEA 4,3 A	FEA 7,6 A	Differenz
$k_{V,1} \text{ in } \frac{\text{Ws}}{\text{rad}}$	$3,87 \cdot 10^{-3}$	$1,27 \cdot 10^{-2}$	$8,82 \cdot 10^{-3}$
$k_{V,2} \text{ in } \frac{\text{Ws}^2}{\text{rad}^2}$	$2,32 \cdot 10^{-6}$	$7,60 \cdot 10^{-6}$	$5,29 \cdot 10^{-6}$
$k_{V,3} \text{ in } \frac{\text{Ws}^{1,5}}{\text{rad}^{1,5}}$	$5,58 \cdot 10^{-6}$	$-2,87 \cdot 10^{-6}$	$-3,43 \cdot 10^{-5}$

Anhang A5 Geschätzte Parameter des Rotortemperaturanstiegs

Geschätzte Parameter zur Anpassung von (6.26) auf die gemessenen Werte aus Abbildung 6.19

Parameter	dezentral mit $I_B = 7,6 \text{ A}$		zentral mit $I_B = 4 \text{ A}$	
	oben	unten	oben	unten
$\bar{T}_{Sta,i}(t = 0)$	24,0 °C	24,0 °C	16,7 °C	16,7 °C
$\Delta \bar{T}_{R,i}$	135,5 °C	68,2 °C	121,8 °C	68,5 °C
δ_i	4044 s	2503 s	8137 s	6057 s

Anhang B System- und Materialeigenschaften

Anhang B1 Faser-Kunststoff-Verbund der Probe

Parameter	Wert
Fasermaterial	Kohlenstofffaser STS40
Matrixmaterial	Epoxidharz
Faservolumenanteil	60 %
Wickelwinkel	$\pm 89^\circ$
E-Modul längs zur Faser	145.340 MPa
E-Modul quer zur Faser	10.087 MPa
Querkontraktionszahl längs/quer	0,278
Querkontraktionszahl quer/quer	0,352
Verbunddicke	1.540 kg/m ³
statische Querdrukfestigkeit (Druckversuch)	-176 MPa
statische Querdrukfestigkeit (Vierpunktbiegung)	-195 MPa
maximaler statischer Querkzug	61 MPa
maximaler statischer Längszug	2.000 MPa

Anhang B2 Radiale Magnetlager

Vorgegebene Parameter für die Radiallagerauslegung

Parameter	Wert	Parameter	Wert
μ_r	4500	U_{max}	54 V
B_{max}	1,3 T	I_B	6 A
$l_{L,0}$	0,4 mm	$r_{SL,B}$	0,55 mm
x_{Fl}	0,2 mm	$r_{SL,S}$	0,5 mm
d_{iso}	0,5 mm	κ_{Cu}	$58,8 \cdot 10^6 (\Omega m)^{-1}$

Eigenschaften der verwendeten NO20-Bleche

Parameter	Wert	Parameter	Wert
h_{Bl}	0,2 mm	B_{sat}	1,7 T
ρ_{RB}	7650 kg/m ³	μ_r	4500
$R_{p0,2}$	330 MPa	κ	$2,15 \cdot 10^6 \frac{1}{\Omega m}$
E_{RB}	180 GPa	$k_{V,h}$	$0,0267 \frac{Ws}{T^2 kg}$
ν_{RB}	0,3	$k_{V,w}$	$2,60 \cdot 10^{-5} \frac{Ws^2}{T^2 kg}$
k_{BSt}	0,93	$k_{V,aw}$	$0,0 \frac{Ws^{1,5}}{T^{1,5} kg}$

Abgeschätzte Parameter für die Radiallagerauslegung

Parameter	Wert	Parameter	Wert
m_R	10 kg	$\omega_{t,rML}$	90 Hz
m_{Pr}	20 kg	$\omega_{0,Pr}$	15 Hz
$x_{R,max}$	0,13 mm	$x_{Pr,max}$	1 mm

Eigenschaften der radialen Magnetlager

Parameter	Oberes Lager	Unteres Lager	Parameter	Oberes Lager	Unteres Lager
U_{max}	54 V	54 V	r_p	37 mm	30,5 mm
I_B	<8 A	<8 A	r_R	23 mm	19 mm
N	66	62	r_{ji}	52 mm	44 mm
h_p	25 mm	36 mm	r_{ja}	67 mm	55 mm
d_p	15 mm	11 mm	d_{sp}	7 mm	7 mm

Anhang B3 Axiales Magnetlager

Eigenschaften des verwendeten weichmagnetischen Verbundmaterials

Eigenschaft	Wert
B_{sat}	1,5 T
$\mu_{r,max}$	403
κ_J	1250 $(\Omega m)^{-1}$

Vorgegebene Parameter für die Axiallagerauslegung

Parameter	Wert	Parameter	Wert
$B_{max,J}$	1,0 T	$l_{L,max}$	1 mm
$\mu_{r,J}$	370	U_{max}	54 V
$B_{max,R}$	1,0 T	I_{max}	6 A
$\mu_{r,R}$	590	I_{lift}	<8 A
d_{iso}	0,5 mm	r_{SL}	0,45 mm
$l_{L,0}$	0,4 mm	κ_{Cu}	$58,8 \cdot 10^6 (\Omega m)^{-1}$
m_R	10 kg	m_{pr}	20 kg

Eigenschaften des axialen Magnetlagers (analytisches Modell)

Parameter	Wert	Parameter	Wert
U_{max}	54 V	r_R	14 mm
I	<8 A	r_0	16 mm
N	105	r_1	27 mm
h_{JR}	11 mm	r_2	36,5 mm
h_{Sp}	12 mm	r_3	42,5 mm
h_{Zug}	11 mm	r_{Zug}	42,5 mm

Anhang B4 Rotor

Eigenschaften des Rotormaterials X14CrMoS17 (1.4004)

Eigenschaft	Wert	Eigenschaft	Wert
B_{sat}	1,25 T	ρ_R	7700 kg/m ³
$\mu_{r,max}$	657	$R_{p0,2}$	500 MPa
κ_R	$1,43 \cdot 10^6 (\Omega m)^{-1}$	E_R	212 GPa
k_α	$10^{-5} K^{-1}$	ν_R	0,28

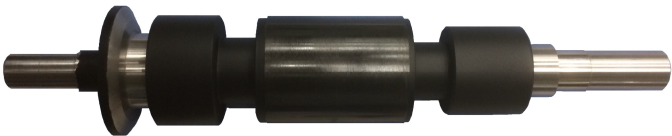


Abbildung B.1: Lackierter Rotor

Literaturverzeichnis

- [1] F. Cebulla, J. Haas, J. Eichman, W. Nowak und P. Mancarella, „How much electrical energy storage do we need? A synthesis for the U.S., Europe, and Germany“, *Journal of Cleaner Production*, Jg. 181, S. 449–459, 2018, doi: 10.1016/j.jclepro.2018.01.144.
- [2] M. Amiryar und K. Pullen, „A Review of Flywheel Energy Storage System Technologies and Their Applications“, *Applied Sciences*, Jg. 7, Nr. 3, S. 286, 2017, doi: 10.3390/app7030286.
- [3] Q. Fu, A. Hamidi, A. Nasiri, V. Bhavaraju, S. B. Krstic und P. Theisen, „The Role of Energy Storage in a Microgrid Concept: Examining the opportunities and promise of microgrids“, *IEEE Electrific. Mag.*, Jg. 1, Nr. 2, S. 21–29, 2013, doi: 10.1109/MELE.2013.2294736.
- [4] M. J. Schneider, „Ganzheitlicher modellbasierter Entwurf von kinetischen Energiespeichern in Außenläuferbauform“. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2019.
- [5] I. Hadjipaschalis, A. Poullikkas und V. Efthimiou, „Overview of current and future energy storage technologies for electric power applications“, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Jg. 13, 6-7, S. 1513–1522, 2009, doi: 10.1016/j.rser.2008.09.028.
- [6] J. O. Fiske und M. R. Ricci, „Third Generation Flywheels for High Power Electricity Storage“ in *Proceedings of the 19th International Conference on Magnetically Levitated Systems and Linear Drives: MAGLEV'2006*, Dresden Germany, 2006.
- [7] H. Schaede, „Dezentrale elektrische Energiespeicherung mittels kinetischer Energiespeicher in Außenläufer-Bauform“. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2014.
- [8] D. Bender, „Flywheels: Sandia Report“, Livermore, California, USA, 2015.
- [9] H. Schürmann, *Konstruieren mit Faser-Kunststoff-Verbunden*, 2. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer, 2007.
- [10] K. K. Chawla, *Composite materials: Science and engineering*, 3. Aufl. New York, NY: Springer, 2013.
- [11] A. P. Vassilopoulos und T. Keller, *Fatigue of Fiber-reinforced Composites*. London: Springer, 2011.
- [12] W. van Paepegem, „16 - Fatigue testing methods for polymer matrix composites“ in *Creep and fatigue in polymer matrix composites*, R. M. Guedes, Hg., Oxford: WP Woodhead Publ, 2011, 461-e493, doi: 10.1533/9780857090430.3.461.

- [13] M. Fleischhauer, „CFK-Schwungmassenspeicher in Außenläufer-Bauform - Prüfung und Erhöhung der Verfügbarkeit, Verbesserung der Wirtschaftlichkeit: öffentlicher Schlussbericht für die Technische Informationsbibliothek an der Universität Hannover“. Förderkennzeichen BMWi 03ET6064C, Projektzeitraum: 1.12.2015-31.05.2019, Darmstadt, 2019.
- [14] B. Weitz, *Stabilitätsuntersuchungen eines hochtourigen Schleuderprüfstandes mit aktiv geregeltem Magnetlager*. Dissertation, Technische Universität Berlin. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1993.
- [15] M. Ahrens, L. Kucera und R. Larsonneur, „Performance of a magnetically suspended fly-wheel energy storage device“, *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Jg. 4, Nr. 5, S. 494–502, 1996, doi: 10.1109/87.531916.
- [16] L. Quurck, M. Richter, M. Schneider, D. Franz und S. Rinderknecht, „Design and practical Realization of an innovative Flywheel Concept for industrial Applications“, *Technische Mechanik*, Vol 37, No 2-5, S. 151–160, 2017, doi: 10.24352/UB.OVGU-2017-092.
- [17] P. McMullen, V. Vuong und L. Hawkins, „Flywheel Energy Storage System with AMBs and Hybrid Backup Bearings“ in *Proceedings of the 10th International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB10*, Martigny, Switzerland, 2006.
- [18] S.J.M. Steyn, G. van Schoor und P. A. van Vuuren, „Multivariable H_∞ Control for an Active Magnetic Bearing Flywheel System“ in *UKACC International Conference on CONTROL 2010*, Coventry, UK, 2010, S. 1014–1019, doi: 10.1049/ic.2010.0420.
- [19] J. Abrahamsson, *Kinetic Energy Storage and Magnetic Bearings: For Vehicular Applications*. Dissertation. Uppsala: Acta Universitatis Upsaliensis, 2014.
- [20] L. Hawkins, B. Murphy, J. Zierer und R. Hayes, „Shock and Vibration Testing of an AMB Supported Energy Storage Flywheel“, *Proceedings of ISMB 8*, S. 581–586, 2002.
- [21] B. T. Murphy, H. Ouroua, M. T. Caprio und J. D. Herbst, „Permanent Magnet Bias, Homopolar Magnetic Bearings for a 130 kW-hr Composite Flywheel“ in *Proceedings of the 9th International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB9*, Lexington, USA, 2004.
- [22] A. Lanzon und P. Tsiotras, „A combined application of H_∞ loop shaping and μ -synthesis to control high-speed flywheels“, *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Jg. 13, Nr. 5, S. 766–777, 2005, doi: 10.1109/TCST.2005.847344.
- [23] L. A. Hawkins und M. M. Flynn, „Influence of control strategy on measured actuator power consumption in an energy storage flywheel with magnetic bearings“ in *Proceedings of the 6th International Symposium on Magnetic Suspension Technology*, Turin, Italy, 2001.

- [24] R. Pena-Alzola, R. Sebastian, J. Quesada und A. Colmenar, „Review of flywheel based energy storage systems“ in *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, Malaga, Spain, 2011, S. 1–6, doi: 10.1109/Pow-erEng.2011.6036455.
- [25] J. G. Bitterly, „Flywheel technology: past, present, and 21st century projections“, *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, Jg. 13, Nr. 8, S. 13–16, 1998, doi: 10.1109/62.707557.
- [26] J. A. Kirk, P. A. Studer und H. E. Evans, *Mechanical capacitor*. U.S. National Aeronautics and Space Administration, 1976. [Online]. Verfügbar unter: <https://ntrs.nasa.gov/citations/19760013546>
- [27] J. A. Kirk und P. A. Studer, „Flywheel energy storage—II“, *International Journal of Mechanical Sciences*, Jg. 19, Nr. 4, S. 233–245, 1977, doi: 10.1016/0020-7403(77)90065-0.
- [28] J. A. Kirk, „Flywheel energy storage—I“, *International Journal of Mechanical Sciences*, Jg. 19, Nr. 4, S. 223–231, 1977, doi: 10.1016/0020-7403(77)90064-9.
- [29] J. A. Kirk, D. K. Anand und D. P. Plant, *System characterization of a magnetically suspended flywheel*. U.S. National Aeronautics and Space Administration, 1988. [Online]. Verfügbar unter: <https://ntrs.nasa.gov/citations/19890006027>
- [30] J. A. Kirk, J. R. Schmidt, G. E. Sullivan und L. P. Hromada, „An open core rotator design methodology“ in *Proceedings of the IEEE 1997 National Aerospace and Electronics Conference: NAECON*, Dayton, OH, USA, 1997, S. 594–601, doi: 10.1109/NAECON.1997.622704.
- [31] W. L. Niemeyer, P. Studer, J. A. Kirk, D. K. Anand und R. B. Zmood, „A high efficiency motor/generator for magnetically suspended flywheel energy storage system“ in *Proceedings of the 24th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference*, Washington, DC, USA, 6–11 Aug. 1989, S. 1511–1516, doi: 10.1109/IECEC.1989.74669.
- [32] P. Mason, D. Nowe und K. Atallah, „Soft magnetic composites in active magnetic bearings“ in *IEE Colloquium on New Magnetic Materials - Bonded Iron, Lamination Steels, Sintered Iron and Permanent Magnets*, London, UK, 28.05.1998, S. 4, doi: 10.1049/ic:19980332.
- [33] M. A. Pichot und M. D. Driga, „Loss reduction strategies in design of magnetic bearing actuators for vehicle applications“ in *12th Symposium on Electromagnetic*, 2004, S. 508–513, doi: 10.1109/ELT.2004.1398133.
- [34] D. Franz, M. Richter, M. Schneider und S. Rinderknecht, „Homopolar Active Magnetic Bearing Design for Outer Rotor Kinetic Energy Storages“ in *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, San Diego, CA, USA, 2019, S. 774–778, doi:

10.1109/IEMDC.2019.8785389.

- [35] L. A. Quurck, „Fanglagerung magnetgelagerter Schwungmassenspeicher“. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2019.
- [36] L. Quurck, R. Viitala, D. Franz und S. Rinderknecht, „Planetary Backup Bearings for Flywheel Applications“ in *Proceedings of the 16th International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB16*, Beijing, China, 2018.
- [37] M. Schneider und S. Rinderknecht, „System Loss Measurement of a Novel Outer Rotor Flywheel Energy Storage System“ in *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, San Diego, CA, USA, 2019, S. 1379–1385, doi: 10.1109/IEMDC.2019.8785110.
- [38] S. M. Arnold, A. F. Saleeb und N. R. Al-Zoubi, „Deformation and life analysis of composite flywheel disk systems“, *Composites Part B: Engineering*, Jg. 33, Nr. 6, S. 433–459, 2002, doi: 10.1016/S1359-8368(02)00032-X.
- [39] M. Knops, *Analysis of failure in fiber polymer laminates: The theory of Alfred Puck*, 2. Aufl. Berlin: Springer, 2008.
- [40] J. Rösler, H. Harders und M. Bäker, *Mechanisches Verhalten der Werkstoffe*, 5. Aufl. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2016.
- [41] *ISO 13003:2003, Fibre-reinforced plastics — Determination of fatigue properties under cyclic loading conditions*, ISO, 2003.
- [42] *DIN EN ISO 291:2008-08, Kunststoffe - Normalklimate für Konditionierung und Prüfung: Deutsche Fassung EN_ISO_291:2008*, DIN EN ISO, Berlin, 2008.
- [43] *DIN EN ISO 527-5:2010-01, Kunststoffe - Bestimmung der Zugeigenschaften - Teil 5: Prüfbedingungen für unidirektional faserverstärkte Kunststoffverbundwerkstoffe: Deutsche Fassung EN_ISO_527-5:2009*, DIN EN ISO, Berlin, 2010.
- [44] *DIN EN ISO 14126:2000-12, Faserverstärkte Kunststoffe - Bestimmung der Druckeigenschaften in der Laminebene: Deutsche Fassung EN_ISO_14126:1999*, DIN EN ISO, Berlin, 1999.
- [45] *DIN EN ISO 14125:2011-05, Faserverstärkte Kunststoffe - Bestimmung der Biegeeigenschaften: Deutsche Fassung EN_ISO_14125:1998 +_AC:2002+_A1:2011*, DIN EN ISO, Berlin, 2011.
- [46] A. J. Colozza, „High Energy Flywheel Containment Evaluation“, Hanover, USA, 1. Okt. 2000. [Online]. Verfügbar unter: <https://ntrs.nasa.gov/search.jsp?R=20000120215>.
- [47] A. Buchroithner, P. Haidl, C. Birgel, T. Zarl und H. Wegleiter, „Design and Experimental

Evaluation of a Low-Cost Test Rig for Flywheel Energy Storage Burst Containment Investigation“, *Applied Sciences*, Jg. 8, Nr. 12, S. 2622, 2018, doi: 10.3390/app8122622.

- [48] A. C. Hagg und G. O. Sankey, „The Containment of Disk Burst Fragments by Cylindrical Shells“, *Journal of Engineering for Power*, Jg. 96, Nr. 2, S. 114–123, 1974, doi: 10.1115/1.3445758.
- [49] M. Pichot, J. Kramer, R. J. Hayes, R. C. Thompson und J. H. Beno, „The flywheel battery containment problem“, *SAE International Congress & Exposition*, 24. Feb. 1997, 1997. [Online]. Verfügbar unter: <https://repositories.lib.utexas.edu/handle/2152/30566>.
- [50] R. Gasch, R. Nordmann und H. Pfützner, *Rotordynamik*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2002.
- [51] E. H. Maslen und G. Schweitzer, *Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2009.
- [52] A. Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa, M. Oshima, M. Takemoto und D. G. Dorrell, *Magnetic Bearings and Bearingless Drives*. Elsevier, 2005.
- [53] E. Kallenbach, *Elektromagnete*. Wiesbaden: Springer, 2008.
- [54] R. Seifert und W. Hofmann, „Completion of analytical model of active magnetic thrust bearings including asymmetric air gap field between mixed materials“, *Mechanical Engineering Journal*, Jg. 4, Nr. 5, 2017.
- [55] H. Bleuler *et al.*, „Application of digital signal processors for industrial magnetic bearings“, *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Jg. 2, Nr. 4, S. 280–289, 1994, doi: 10.1109/87.338647.
- [56] S. E. Mushi, Z. Lin und P. E. Allaire, „Design, Construction, and Modeling of a Flexible Rotor Active Magnetic Bearing Test Rig“, *IEEE/ASME Trans. Mechatron.*, Jg. 17, Nr. 6, S. 1170–1182, 2012, doi: 10.1109/TMECH.2011.2160456.
- [57] A. Traxler, „Eigenschaften und Auslegung von berührungsfreien elektromagnetischen Lagern“. Dissertation, ETH Zurich, 1986.
- [58] F. Lösch, „Identification and automated controller design for active magnetic bearing systems“. Dissertation, ETH Zurich, 2002.
- [59] B. Wilson, P. Tsiotras und B. Ferri-Heck, „Experimental Validation of Control Designs for Low-Loss Active Magnetic Bearings“ in *Proceedings of AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit*, San Francisco, USA, 2005, doi: 10.2514/6.2005-5953.
- [60] T. R. Grochmal und A. F. Lynch, „Nonlinear control of an active magnetic bearing with bias currents: experimental study“ in *American Control Conference 14.06.2006* -

16.06.2006, 2006, 6 pp, doi: 10.1109/ACC.2006.1657438.

- [61] W. Klimek, „Ein Beitrag zur meßtechnischen Anwendung der aktiven elektromagnetischen Lagerung“. Dissertation, Techn. Univ. Braunschweig, Braunschweig, 1972.
- [62] B.-U. Koehler, J. Denk, G. van Maanen und M. Lang, „Applying Standard Industrial Components for Active Magnetic Bearings“, *Actuators*, Jg. 6, Nr. 1, S. 8, 2017, doi: 10.3390/act6010008.
- [63] D. Wimmer, M. Hutterer, M. Hofer und M. Schrödl, „Space Vector Modulation Strategies for Self-Sensing Three-Phase Radial Active Magnetic Bearings“, *Actuators*, Jg. 8, Nr. 2, S. 41, 2019, doi: 10.3390/ACT8020041.
- [64] S. Gaechter und H. Kamenno, „Application of Zero-Bias Current Active Magnetic Bearings to Flywheel Energy Storage Systems“, *Koyo Engineering Journal English Edition*, 165E, 2004.
- [65] M. Hofer, E. Schmidt und M. Schrodli, „Design of a Three Phase Permanent Magnet Biased Radial Active Magnetic Bearing Regarding a Position Sensorless Control“ in *Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Washington, DC, USA, 2009, S. 1716–1721, doi: 10.1109/APEC.2009.4802901.
- [66] A. Filatov, L. Hawkins und P. McMullen, „Homopolar Permanent-Magnet-Biased Actuators and Their Application in Rotational Active Magnetic Bearing Systems“, *Actuators*, Jg. 5, Nr. 4, S. 26, 2016, doi: 10.3390/act5040026.
- [67] F. Fiorillo, C. Appino und M. Pasquale, „Hysteresis in Magnetic Materials“ in *The Science of Hysteresis: 3-volume set*, G. Bertotti und I. D. Mayergoyz, Hg., 1. Aufl., s.l.: Elsevier professional, 2006, S. 1–190, doi: 10.1016/B978-012480874-4/50019-1.
- [68] R. Boll, Hg., *Weichmagnetische Werkstoffe: Einführung in den Magnetismus, VAC-Werkstoffe und ihre Anwendungen*, 4. Aufl. Berlin: Siemens-Aktienges. Abt. Verl., 1990.
- [69] C. P. Steinmetz, „On the Law of Hysteresis“, *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, IX, Nr. 1, S. 1–64, 1892, doi: 10.1109/T-AIEE.1892.5570437.
- [70] E. Lamprecht, „Der Einfluss der Fertigungsverfahren auf die Wirbelstromverluste von Stator-Einzelzahnblechpaketen für den Einsatz in Hybrid- und Elektrofahrzeugen“. Dissertation, Lehrstuhl für Fertigungsautomatisierung und Produktionssystematik, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 2014.
- [71] K. E.h. Küpfmüller, W. Mathis und A. Reibiger, *Theoretische Elektrotechnik: Eine Einführung*, 18. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer, 2008.
- [72] A. Schoppa und P. Delarbre, „Soft Magnetic Powder Composites and Potential Applications

- in Modern Electric Machines and Devices“, *IEEE Trans. Magn.*, Jg. 50, Nr. 4, S. 1–4, 2014, doi: 10.1109/TMAG.2013.2290135.
- [73] H. Shokrollahi und K. Janghorban, „Soft magnetic composite materials (SMCs)“, *Journal of Materials Processing Technology*, Jg. 189, 1-3, S. 1–12, 2007, doi: 10.1016/j.jmatprotec.2007.02.034.
- [74] A. Boehm und I. Hahn, „Comparison of soft magnetic composites (SMCs) and electrical steel“ in *2nd International Electric Drives Production Conference*, Nuremberg, Germany, 2012, S. 1–6, doi: 10.1109/EDPC.2012.6425119.
- [75] G. Bertotti, „General properties of power losses in soft ferromagnetic materials“, *IEEE Trans. Magn.*, Jg. 24, Nr. 1, S. 621–630, 1988, doi: 10.1109/20.43994.
- [76] DIN EN 60404-2:2009-01, *Magnetische Werkstoffe - Teil 2: Verfahren zur Bestimmung der magnetischen Eigenschaften von Elektrobund und -blech mit Hilfe eines Epsteinrahmens: Deutsche Fassung EN 60404-2:1998 + A1:2008*, DIN EN, Berlin, 2008.
- [77] W.-R. Canders, „Berechnung von Eisenverlusten: Physikalisch basierter Ansatz nach Bertottis Theorie“. Jahresberichte des Instituts für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen, Technische Universität Braunschweig, 2011.
- [78] N. Leuning, S. Elfgén, H. A. Weiss, W. Volk und K. Hameyer, „Der Einfluss des Schneidens von Elektrolechlamellen und die geeignete numerische Modellierung“, *Elektrotech. Inftech.*, Jg. 136, Nr. 2, S. 184–194, 2019, doi: 10.1007/s00502-019-0722-z.
- [79] A. Schoppa, J. Schneider und C.-D. Wuppermann, „Influence of the manufacturing process on the magnetic properties of non-oriented electrical steels“, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 215-216, S. 74–78, 2000, doi: 10.1016/S0304-8853(00)00070-6.
- [80] R. Siebert, J. Schneider und E. Beyer, „Laser Cutting and Mechanical Cutting of Electrical Steels and its Effect on the Magnetic Properties“, *IEEE Trans. Magn.*, Jg. 50, Nr. 4, S. 1–4, 2014, doi: 10.1109/TMAG.2013.2285256.
- [81] H. M. S. Harstick, M. Ritter und W. Riehemann, „Influence of Punching and Tool Wear on the Magnetic Properties of Nonoriented Electrical Steel“, *IEEE Trans. Magn.*, Jg. 50, Nr. 4, S. 1–4, 2014, doi: 10.1109/TMAG.2013.2285243.
- [82] J. Schutzhold und W. Hofmann, „Analysis of the temperature dependence of losses in electrical machines“ in *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Denver, USA, 2013, S. 3159–3165, doi: 10.1109/ECCE.2013.6647114.
- [83] L.-P. Lefebvre und C. Gélinas, „Effect of material insulation and part geometry on AC magnetic performance of P/M soft magnetic composites“, *Advances in Powder Metallurgy and*

Particulate Materials, 2001.

- [84] C. Appino, O. Bottauscio, O. de La Barriere, F. Fiorillo, A. Manzin und C. Ragusa, „Computation of Eddy Current Losses in Soft Magnetic Composites“, *IEEE Trans. Magn.*, Jg. 48, Nr. 11, S. 3470–3473, 2012, doi: 10.1109/TMAG.2012.2205670.
- [85] Höganäs AB, *Somaloy® Prototyping Material, SPM*. [Online]. Verfügbar unter: www.hoganas.com (Zugriff am: 5. September 2020).
- [86] D. C. Meeker und E. H. Maslen, „Prediction of Rotating Losses in Heteropolar Radial Magnetic Bearings“, *Journal of Tribology*, Jg. 120, Nr. 3, S. 629–635, 1998, doi: 10.1115/1.2834597.
- [87] F. Matsumura und K. Hatake, „Relation between magnetic pole arrangement and magnetic loss in magnetic bearing“ in *Proceedings of the Third International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB3*, Alexandria, USA, 1992.
- [88] L. S. Stephens und C. R. Knospe, „Effect of magnetic pole arrangement on core loss in laminated high-speed magnetic journal bearings“, *IEEE Trans. Magn.*, Jg. 32, Nr. 4, S. 3246–3252, 1996, doi: 10.1109/20.508388.
- [89] M. E. F. Kasarda, P. E. Allaire, P. M. Norris, C. Mastrangelo und E. H. Maslen, „Experimentally Determined Rotor Power Losses in Homopolar and Heteropolar Magnetic Bearings“, *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*, Jg. 121, Nr. 4, S. 697–702, 1999, doi: 10.1115/1.2818529.
- [90] M. Scharfe, T. D. -I. Roschke, E. Bindl und D. Blonski, „Design And Development Of A Compact Magnetic Bearing Momentum Wheel for Micro And Small Satellites“ in *Proceedings of the 15th annual USU Conference on Small Satellites*, 2001.
- [91] J. Lunze, *Regelungstechnik 2*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2016.
- [92] M. Papageorgiou, M. Leibold und M. Buss, *Optimierung: Statische, dynamische, stochastische Verfahren für die Anwendung*, 4. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2015.
- [93] J. Adamy, *Nichtlineare Systeme und Regelungen*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2014.
- [94] K. Zhou, J. C. Doyle und K. Glover, *Robust and optimal control*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1996.
- [95] D. Vischer, „Sensorlose und spannungsgesteuerte Magnetlager“. Dissertation, ETH Zürich, 1988.
- [96] L. Li, „Linearizing magnetic bearing actuators by constant current sum, constant voltage sum, and constant flux sum“, *IEEE Trans. Magn.*, Jg. 35, Nr. 1, S. 528–535, 1999, doi:

10.1109/20.737477.

- [97] R. P. Jastrzebski und R. Pöllänen, „Compensation of nonlinearities in active magnetic bearings with variable force bias for zero- and reduced-bias operation“, *Mechatronics*, Jg. 19, Nr. 5, S. 629–638, 2009, doi: 10.1016/j.mechatronics.2009.01.013.
- [98] N. Skricka und R. Markert, „Improvements in the integration of active magnetic bearings“, *Control Engineering Practice*, Jg. 10, Nr. 8, S. 917–922, 2002, doi: 10.1016/S0967-0661(01)00106-X.
- [99] H. Bleuler, „Decentralized control of magnetic rotor bearing systems“. Dissertation, ETH Zurich, 1984.
- [100] G. Genta, *Dynamics of Rotating Systems*. New York, NY: Springer, 2005.
- [101] *ISO 14839-3:2006 Mechanical vibration — Vibration of rotating machinery equipped with active magnetic bearings — Part 3: Evaluation of stability margin*, ISO, Sep. 2006.
- [102] B. Aeschlimann, „Control aspects of high precision active magnetic bearings“. Dissertation, EPFL, Lausanne, 2005.
- [103] U. Christen, „Engineering aspects of H_∞ control“. Dissertation, ETH Zurich, 1996.
- [104] P. Anantachaisilp, Z. Lin und P. E. Allaire, „PID Tuning Methods for Active Magnetic Bearing Systems“ in *Proceedings of the 13th International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB13*, Arlington, Virginia, USA, 2012.
- [105] C. Ehmann, P. Kytka und R. Nordmann, „Comparison of PID-, LQR- and Mu-Synthesis Control for the Electromagnetic Suspension of a Flexible Rotor“ in *Proceedings of the 7th International Conference on Motion and Vibration Control*, St. Louis, Missouri, 2005.
- [106] M. Hutterer, M. Hofer, T. Nenning und M. Schrödl, „LQG Control of an Active Magnetic Bearing with a Special Method to Consider the Gyroscopic Effect“ in *Proceedings of the 14th International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB14*, Linz, Austria, 2014.
- [107] G. Barbaraci, A. H. Pesch und J. T. Sawicki, „Experimental Investigations of Minimum Power Consumption Optimal Control for Variable Speed AMB Rotor“ in *Proceedings of the ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, Vancouver, British Columbia, Canada, 2010, S. 1047–1056, doi: 10.1115/IMECE2010-40044.
- [108] S. Y. Yoon, Z. Lin und P. E. Allaire, „Iterative Tuning of Linear Quadratic Controller for AMBs in a High Speed Compressor“ in *Proceedings of the 13th International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB13*, Arlington, Virginia, USA, 2012.
- [109] E. H. Maslen und J. T. Sawicki, „Mu-Synthesis for Magnetic Bearings: Why Use Such a

Complicated Tool?“ in *ASME 2007 International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, Seattle, Washington, USA, 2008, S. 1103–1112, doi: 10.1115/IMECE2007-43910.

- [110] M. Hirata, T. Ohno und K. Nonam, „Robust control of a magnetic bearing system using constantly scaled H-inf control“ in *Proceedings of the 6th International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB6*, Cambridge, USA, 1998, S. 713–722.
- [111] U. Schonhoff und R. Nordmann, „A H-inf-weighting scheme for PID-like motion control“ in *Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Control Applications*, Glasgow, UK, 2002, S. 192–197, doi: 10.1109/CCA.2002.1040184.
- [112] K. Zhou und J. C. Doyle, *Essentials of robust control*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1998.
- [113] F. Lösch, C. Gähler und R. Herzog, „Low order μ -synthesis controller design for a large boiler feed pump equipped with active magnetic bearings“ in *Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on Control Applications*, Kohala Coast, HI, USA, 1999, S. 564–569, doi: 10.1109/CCA.1999.806707.
- [114] K. Nonami und T. Ito, „ μ synthesis of flexible rotor-magnetic bearing systems“, *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Jg. 4, Nr. 5, S. 503–512, 1996, doi: 10.1109/87.531917.
- [115] J. D. Lindlau und C. R. Knospe, „Feedback linearization of an active magnetic bearing with voltage control“, *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Jg. 10, Nr. 1, S. 21–31, 2002, doi: 10.1109/87.974335.
- [116] R. Larssonneur, „Design and control of active magnetic bearing systems for high speed rotation“. Dissertation, ETH Zurich, 1990.
- [117] R. Fletcher und M. J. D. Powell, „A Rapidly Convergent Descent Method for Minimization“, *The Computer Journal*, Jg. 6, Nr. 2, S. 163–168, 1963, doi: 10.1093/COMJNL/6.2.163.
- [118] G.-R. Duan und D. Howe, „Robust magnetic bearing control via eigenstructure assignment dynamical compensation“, *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Jg. 11, Nr. 2, S. 204–215, 2003, doi: 10.1109/TCST.2003.809253.
- [119] P. Schroder, P. J. Fleming, B. Green und N. Grum, „On-Line Genetic Auto-Tuning of Magnetic Bearing Controllers“ in *Proceedings of the 6th International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB6*, Cambridge, USA, 1998.
- [120] L. Li, „On-Line Tuning of AMB Controllers Using Genetic Algorithms“ in *Proceedings of the 6th International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB6*, Cambridge, USA, 1998.

- [121] J. Y. Hung, N. G. Albritton und F. Xia, „Nonlinear control of a magnetic bearing system“, *Mechatronics*, Jg. 13, Nr. 6, S. 621–637, 2003, doi: 10.1016/S0957-4158(02)00034-X.
- [122] A. Charara, J. de Miras und B. Caron, „Nonlinear control of a magnetic levitation system without premagnetization“, *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Jg. 4, Nr. 5, S. 513–523, 1996, doi: 10.1109/87.531918.
- [123] M. S. de Queiroz und D. M. Dawson, „Nonlinear control of active magnetic bearings: a backstepping approach“, *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Jg. 4, Nr. 5, S. 545–552, 1996, doi: 10.1109/87.531920.
- [124] D. Johnson, G. V. Brown und D. J. Inman, „Adaptive variable bias magnetic bearing control“ in *Proceedings of the 1998 American Control Conference (ACC)*, Philadelphia, PA, USA, 1998, 2217–2223 vol.4, doi: 10.1109/ACC.1998.703021.
- [125] M. N. Sahinkaya und A. E. Hartavi, „Variable Bias Current in Magnetic Bearings for Energy Optimization“, *IEEE Trans. Magn.*, Jg. 43, Nr. 3, S. 1052–1060, 2007, doi: 10.1109/TMAG.2006.888731.
- [126] N. Motee und M. S. de Queiroz, „Control of active magnetic bearings with a smart bias“ in *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control*, Las Vegas, Nevada, USA, 2002, S. 860–865, doi: 10.1109/CDC.2002.1184615.
- [127] M.-J. Jang, C.-L. Chen und Y.-M. Tsao, „Sliding mode control for active magnetic bearing system with flexible rotor“, *Journal of the Franklin Institute*, Jg. 342, Nr. 4, S. 401–419, 2005, doi: 10.1016/j.jfranklin.2005.01.006.
- [128] M. O. T. Cole, C. Chamroon und P. S. Keogh, „H-infinity controller design for active magnetic bearings considering nonlinear vibrational rotordynamics“, *Mechanical Engineering Journal*, Jg. 4, Nr. 5, 16-00716-16-00716, 2017.
- [129] M. Hutterer und M. Schrödl, „Control of Active Magnetic Bearings in Turbomolecular Pumps for Rotors with Low Resonance Frequencies of the Blade Wheel“, *Lubricants*, Jg. 5, Nr. 3, S. 26, 2017, doi: 10.3390/lubricants5030026.
- [130] R. Herzog, P. Buhler, C. Gahler und R. Larssonneur, „Unbalance compensation using generalized notch filters in the multivariable feedback of magnetic bearings“, *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Jg. 4, Nr. 5, S. 580–586, 1996, doi: 10.1109/87.531924.
- [131] F. Betschon und C. R. Knospe, „Reducing magnetic bearing currents via gain scheduled adaptive control“, *IEEE/ASME Trans. Mechatron.*, Jg. 6, Nr. 4, S. 437–443, 2001, doi: 10.1109/3516.974857.

- [132] B. Aeschlimann und M. Hubatka, „Unbalance Control of Active Magnetic Bearings“ in *Proceedings of the 16th International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB16*, Beijing, China, 2018.
- [133] M. Hubatka und B. Aeschlimann, „Tuning Guidelines for Generalized Notch Filters used for Unbalance Compensation for Magnetic Bearings“ in *Proceedings of the 16th International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB16*, Beijing, China, 2018.
- [134] J. H. Beno, R. C. Thompson, M. D. Werst, S. M. Manifold und J. J. Zierer, „End-of-life design for composite rotors“, *IEEE Trans. Magn.*, Jg. 37, Nr. 1, S. 284–289, 2001, doi: 10.1109/20.911838.
- [135] VDI e.V., *VDI-Wärmeatlas*, 11. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer, 2013.
- [136] M. S. Raymond, M. E. F. Kasarda und P. E. Allaire, „Windage Power Loss Modeling of a Smooth Rotor Supported by Homopolar Active Magnetic Bearings“, *Journal of Tribology*, Jg. 130, Nr. 2, 2008, Art. no. 021101, doi: 10.1115/1.2806203.
- [137] VACOM Vakuum Komponenten & Messtechnik GmbH, *Elektrische Durchführungen*, 2018. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.vacom.de/>
- [138] A. Küchler, *Hochspannungstechnik*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2017.
- [139] S. Landua, „Einfluss von Gefüge und Schnittgeschwindigkeit auf die Mechanismen der Spanbildung und die Ermüdungseigenschaften von Leichtmetalllegierungen“. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2005.
- [140] M. Richter, „Erhöhung der Praxistauglichkeit selbst-sensierender aktiver Magnetlager“. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2020.
- [141] E. O. Ranft, „An improved model for self-sensing heteropolar active magnetic bearings“. Dissertation, North-West University, Potchefstroom, Südafrika, 2007.
- [142] V. Ostović, *Dynamics of Saturated Electric Machines*. New York, NY: Springer, 1989.
- [143] G. Müller, K. Vogt und B. Ponick, *Berechnung elektrischer Maschinen*, 6. Aufl. Weinheim: Wiley-VCH, 2011.
- [144] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2012.
- [145] C.D. Wälzholz KG, „Werkstoffdatenblatt Elektroband NO20-15: nach EN 10303“, Hagen, 2017.
- [146] B. Zhang, „Soft Magnetic Composites in Novel Designs of Electrical Traction Machines“. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, 2017.

- [147] Deutsche Edelstahlwerke, *Werkstoffdatenblatt X14CrMoS17 1.4104*. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.dew-stahl.com/>.
- [148] L. Zhu, C. R. Knospe und E. H. Maslen, „Analytic model for a nonlaminated cylindrical magnetic actuator including eddy currents“, *IEEE Trans. Magn.*, Jg. 41, Nr. 4, S. 1248–1258, 2005, doi: 10.1109/TMAG.2005.844847.
- [149] Z. Whitlow, C. Knospe und R. Fittro, „Analytic Models for Nonlaminated Active Magnetic Thrust Bearings“ in *Proceedings of the 16th International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB16*, Beijing, China, 2018.
- [150] R. Seifert, F. Bahr und W. Hofmann, „Modellierung axialer Magnetlager aus Stahl- und SMC-Komponenten mit Wirbelstromeffekten“, *10. Workshop Magnetlagertechnik, Tagungsband*, Zittau, S. 5–11, 2015.
- [151] C. R. Knospe und L. Zhu, „Performance Limitations of Non-Laminated Magnetic Suspension Systems“, *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Jg. 19, Nr. 2, S. 327–336, 2011, doi: 10.1109/TCST.2010.2044179.
- [152] E. Larible, „Konstruktion eines Werkzeugs zur Beurteilung des dynamischen Verhaltens von Rotoren“. Studienarbeit, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2001.
- [153] H. Dresig und F. Holzweißig, *Maschinendynamik*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2016.
- [154] B. Vervisch, K. Stockman und M. Loccupier, „A modal model for the experimental prediction of the stability threshold speed“, *Applied Mathematical Modelling*, Jg. 60, S. 320–332, 2018, doi: 10.1016/J.APM.2018.03.020.
- [155] R. Gasch, K. Knothe und R. Liebich, *Strukturdynamik: Diskrete Systeme und Kontinua*, 2. Aufl. Berlin: Springer-Vieweg, 2012.
- [156] F. Becker, *Aktive Wälzlagerung zur Reduktion von Rotorschwingungen*. Dissertation, Technische Universität Darmstadt. Shaker Verlag, 2017.
- [157] P. von Burg, „Schnelldrehendes Schwungrad aus faserverstärktem Kunststoff“. Dissertation, ETH Zurich, 1996.
- [158] R. J. Mainstone, „Properties of materials at high rates of straining or loading“, *Mat. Constr.*, Jg. 8, Nr. 2, S. 102–116, 1975, doi: 10.1007/BF02476328.
- [159] M. Dietenberger, M. Buyuk und C.-D. Kan, „Development of a High Strain-Rate Dependent Vehicle Model“, *LS-DYNA Anwenderforum, Bamberg*, 2005.
- [160] *DIN EN 10025-2:2019-10, Warmgewalzte Erzeugnisse aus Baustählen - Teil 2: Technische Lieferbedingungen für unlegierte Baustähle:: Deutsche Fassung EN_10025-2:2019*, DIN EN,

Berlin, 2019.

- [161] K. A. Dulaney, J. H. Beno und R. C. Thompson, „Modeling of multiple liner containment systems for high speed rotors“, *IEEE Trans. Magn.*, Jg. 35, Nr. 1, S. 334–339, 1999, doi: 10.1109/20.738427.
- [162] E. Stamper und S. Hale, „The Use of LS-DYNA® Models to Predict Containment of Disk Burst Fragments: In Proceedings of the 10th International LS-DYNA® Users Conference“, Dearborn, MI, USA, 2008.
- [163] Balluff GmbH, „Induktive Sensoren BAW Z01AC-UAD50B-DP03-K“. [Online]. Verfügbar unter: www.balluff.com. Zugriff am: 30. Oktober 2020.
- [164] Optris GmbH, „optris® CT - LT/ 1M/ 2M/ 3M/ G5/ P7: Infrarotsensor, Bedienungsanleitung“, Berlin, 2013.
- [165] Balluff GmbH, „Induktive Sensoren BAW R06AC-UAF20B-EP03“. [Online]. Verfügbar unter: www.balluff.com. Zugriff am: 30. Oktober 2020.
- [166] eddylab GmbH, „TX Serie: Wirbelstromsensor“. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.eddylab.de>. Zugriff am: 30. Oktober 2020.
- [167] M. Orth, „Fanglagerkontakt magnetgelagerter Rotoren: Nichtlineare Modellierung sowie Systemanalyse nach einem Magnetlagerausfall“. Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2006.
- [168] M. Orth und R. Nordmann, „ANEAS: A Modeling Tool for Nonlinear Analysis of Active Magnetic Bearing Systems“, *IFAC Proceedings Volumes*, Jg. 35, Nr. 2, S. 811–816, 2002, doi: 10.1016/S1474-6670(17)34039-9.
- [169] MICRO-EPSILON MESSTECHNIK GmbH & Co. KG, „Grundlagen der berührungslosen Temperaturmessung“, Ortenburg. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.micro-epsilon.de>. Zugriff am: 29. Oktober 2020.
- [170] K. Jousten, Hg., *Handbuch Vakuumtechnik*, 12. Aufl. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2018.
- [171] R. Koch, „Schwung-Energiespeicher-System mit supraleitenden Magnetlagern“. Dissertation, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2002.
- [172] T. Kuttner, *Praxiswissen Schwingungsmesstechnik*. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2015.
- [173] K. Glover und J. C. Doyle, „State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an H_∞ -norm bound and relations to relations to risk sensitivity“, *Systems & Control Letters*, Jg. 11, Nr. 3, S. 167–172, 1988, doi: 10.1016/0167-6911(88)90055-2.

- [174] P. Gahinet und P. Apkarian, „A linear matrix inequality approach to H^∞ control“, *Int. J. Robust Nonlinear Control*, Jg. 4, Nr. 4, S. 421–448, 1994, doi: 10.1002/RNC.4590040403.
- [175] G. Balas, R. Chiang, A. Packard und M. Safonov, *Robust Control Toolbox 3: Getting Started Guide*. Natick, USA: The MathWorks, Inc., 2011.
- [176] P. Apkarian und D. Noll, „Nonsmooth H^∞ Synthesis“, *IEEE Trans. Automat. Contr.*, Jg. 51, Nr. 1, S. 71–86, 2006, doi: 10.1109/TAC.2005.860290.
- [177] S. Sivrioglu, K. Nonami und M. Saigo, „Low Power Consumption Nonlinear Control with H^∞ Compensator for a Zero-Bias Flywheel AMB System“, *Journal of Vibration and Control*, Jg. 10, Nr. 8, S. 1151–1166, 2004, doi: 10.1177/1077546304043544.
- [178] K. A. Folly, „A Comparison of Two Methods for Preventing Pole-zero Cancellation in H_{inf} Power System Controller Design“ in *2007 IEEE Lausanne Power Tech*, Lausanne, Switzerland, 2007, S. 1266–1271, doi: 10.1109/PCT.2007.4538498.
- [179] A. Deckert, „Thermal-electromechanical Modeling of Magnetically Levitated Rotors under Vacuum Conditions“ in *Proceedings of the 13th International Symposium on Magnetic Bearings: ISMB13*, Arlington, Virginia, USA, 2012.
- [180] S. L. Kellner, „Parameteridentifikation bei permanenterregten Synchronmaschinen“. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 2012.
- [181] T. Weitzel, M. Schneider, G. Franke, C. H. Glock und S. Rinderknecht, „Sizing and Operating a Hybrid Electric Energy Storage System using Meta Heuristics“ in *The 8th International Conference & Workshop REMOO Energy*, Venice, Italy, 2018.
- [182] M. Köhler, S. Jenne, K. Pötter und H. Zenner, *Zählverfahren und Lastannahme in der Betriebsfestigkeit*. Dordrecht: Springer, 2012.
- [183] E. Haibach, *Betriebsfestigkeit: Verfahren und Daten zur Bauteilberechnung*, 3. Aufl. Berlin: Springer, 2006.